МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 710

А. Г. СОБОЛЕВСКИЙ

ПОЧЕМУ ПОЯВИЛИСЬ ИСКАЖЕНИЯ?



«ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА 1969

6Ф2.12
С 54
УДК 681.84:087.47

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Берг А. И., Борисов В. Г., Бурдейный Ф. И., Бурлянд В. А., Ванеев В. И., Геннщта Е. Н., Жеребцов И. П., Канаева А. М., Корольков В. Г., Кренкель Э. Т., Куликовский А. А., Смирнов А. Д., Тарасов Ф. И., Шамшур В. И.

Соболевский А. Г.

С54 Почему появились искажения? М., «Энергия», 1969.

152 стр. с илл. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 710).

Не случалось ли вам на собственном опыте убеждаться, что самое добросовестное соблюдение всех рекомендаций по настройке и налаживанию приемника не позволяет избавиться от искажений воспроизведения радиопередачи, свистов, самопроизвольного изменения настройки и пр.? И может быть в такие минуты у вас возникала мысль: а что если в реальном приемнике процессы усиления и преобразования происходят чуть-чуть не так, как в том идеализированном приемнике, который существует в вашем представлении? Может быть в результате этого «чуть-чуть» и появляются все неприятности?

Эта книга расскажет вам о том, почему нельзя создать идеальный приемник. Рассчитана она на широкий круг читателей, знакомых с основами радиотехники.

3-4-5
359-68

6Ф2.12

ГЛАВНОЕ — КАЧЕСТВО ЗВУЧАНИЯ!

Наверно, вы не раз задумывались над тем, как оценить качество купленного или собранного вами радиоприемника. И хотя многие из вас слышали или может быть даже знают, что работа радиоприемника характеризуется такими параметрами, как чувствительность, избирательность и т. п., но вольно или невольно, а окончательное представление о приемнике у вас все-таки складывалось из того, насколько хорошо он воспроизводил передачу. И наверно, не раз вы убеждались, что простенький, неказистый на вид приемник, у которого и чувствительность-то очень маленькая, великолепно работал, а вот звучание многолампового очень чувствительного приемника иногда оставляло желать много лучшего. Бывало, конечно, и наоборот. В чем же дело? Какой же приемник лучше — многоламповый или малоламповый, сложный или простой? Что же самое главное в приемнике?

Я думаю, вы согласитесь, что в радиовещательном приемнике самое главное — качество звучания. Все усилия конструкторов радиовещательных приемников направлены в сторону достижения наиболее естественного и чистого звучания радиопередачи. Этому главному качеству подчинены все остальные параметры приемника, а в известном смысле даже и внешний вид.

Но что значит — «естественное звучание»? От чего оно зависит?

Многие считают, что качество звучания зависит только от громкоговорителя. «Присоедините к любому радиоприемнику хороший громкоговоритель в большом ящике-резонаторе, — говорят они, — и радиопередача будет звучать великолепно».

О, если бы это было так! К сожалению, все обстоит значительно сложнее. Конечно, качество громкоговорителя играет огромную роль, но громкоговоритель — это, так сказать, только полдела.

Давайте разберемся, что значит «качество звучания». Очевидно, что радиопередача будет «идеально естественной», если она будет звучать абсолютно так же, как, например, в студии перед микрофоном

Звуковые колебания создаются в радиоприемнике громкоговорителем. Именно поэтому качество громкоговорителя (т. е. его способность создавать определенные по форме звуковые колебания воздуха) играет столь большую роль в работе радиоприемника. Однако чтобы громкоговоритель работал, надо подвести к его звуковой катушке определенные по форме колебания электрического тока. Таким образом, воспроизведение передачи радиоприемником зависит не только от качества громкоговорителя, но и от того, насколько колебания электрического тока, подводимые к звуковой катушке громкоговорителя, соответствуют по форме электрическим колебаниям тока микрофона в студии радиостанции.

Хороший громкоговоритель почти без искажений преобразует колебания электрического тока, подводимые к его звуковой катушке, в механические колебания частиц воздуха — проще говоря, в звук. Я говорю «почти без искажений», потому что они есть даже у самых высококачественных громкоговорителей, но если они незначительны, то незаметны на слух. Впрочем, что значит «значительные и незначительные» искажения? Какие бывают искажения, как они оцениваются?

Вы, конечно, знаете, что в природе очень редко можно встретить абсолютно однотонный звук, т. е. звук, представляющий собой колебания только одной частоты. Наша речь, различные шумы, а тем более звучание музыкальных произведений — это сложнейшее сочетание множества звуков самых различных частот и сил. Даже когда певец или солирующий музыкальный инструмент берет какую-то одну ноту, то она не состоит только из колебаний строго одной частоты и синусоидальных по форме, а представляет собой целый набор колебаний различных частот. При этом главенствующую роль играют колебания основной частоты и наибольшей амплитуды — именно эти колебания определяют общий тон ноты, т. е. высокий это звук или низкий, но кроме этого основного колебания в звуке присутствует еще множество так называемых обертонов, создающих звуковую окраску. Эти обертоны — колебания различных частот по амплитуде обычно много меньше колебаний основной частоты. Если лишить звук этих обертонов, он станет неузнаваем, потеряет естественность. Вспомните, как различаются голоса Лемешева, Козловского, Александровича, а ведь это все тенора, т. е. люди, обладающие высоким певческим голосом. Если сравнить осциллограммы их основных звуковых колебаний, то они одинаковы — ведь певцы берут одну и ту же ноту, по частоте одинаковую. Различаем мы голоса этих певцов потому, что у них разные обертоны. Представляете, что будет, если убрать обертоны? Поэтому очень важно передать их без искажений, только тогда радиопередача будет звучать естественно.

Но это означает, что надо передавать целую полосу частот, причем не изменяя частоты и соотношения амплитуд колебаний. При любом же изменении частотного состава передаваемого звука или изменении соотношения амплитуд составляющих колебаний появляются искажения.

Существует несколько видов искажений: частотные, нелинейные, фазовые, переходные и пр. Мы рассмотрим только первые два вида искажений, так как остальные искажения мало заметны в радиовещательном приемнике.

Частотные искажения — это неравномерное воспроизведение частотного состава передачи, или, как чаще говорят, — частотного спектра сигнала. Ведь мы уже договорились, что важно соблюсти неизменность соотношений амплитуд колебаний различных частот. Если, например, в голосе певца амплитуда колебаний с частотой 5 000 *гц* в 3 раза меньше амплитуды колебаний с частотой 2 000 *гц*, то именно такое соотношение амплитуд этих колебаний должно быть и на выходе приемника. Если же это соотношение нарушится, то нарушится и окраска звука, а значит, и естественность звучания голоса певца. Человек слышит колебания в частотном диапазоне от 15—20 до 15 000—16 000 *гц*. Поэтому и радиоприемник, и его громкоговоритель должны воспроизводить колебания в этом диапазоне частот без искажения соотношений их амплитуд. Обычно эту способность приемника характеризуют его частотной характеристикой, которая показывает, насколько равномерно пропускает приемник, а громкоговоритель воспроизводит колебания в пределах этого диапазона частот. При этом за исходный уровень принимают амплитуду колебаний на частоте 400 или 1 000 *гц* (чаще 1 000 *гц*). Конечно, желательно, чтобы частотная характеристика представляла собой прямую линию — в этом случае было бы идеальное воспроизведение всех составляющих колебаний. Но в реальном приемнике частотная характеристика похожа на ту, которая показана на рис. 1, т. е. амплитуды колебаний низших (ниже 400 *гц*) и высших (выше 1000 *гц*) частот оказываются ослабленными по сравнению с амплитудой колебаний на средних частотах.

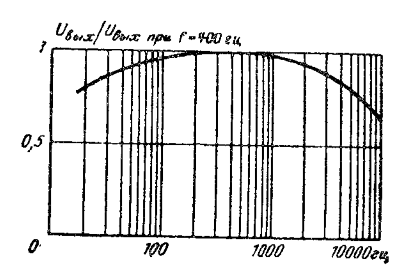


Рис. 1. Частотная характеристика усилителя низкой частоты.

Почему так получается, мы поговорим позднее, а теперь рассмотрим другой, очень распространенный вид искажений — нелинейные. Состоят они в том, что в частотном спектре сигнала появляются колебания, которых в нем раньше не было. Конечно, такие «непрошенные» колебания искажают передачу ничуть не меньше, чем рассмотренные выше частотные искажения. Откуда же они берутся, эти «чужие» колебания? И почему такие искажения называют нелинейными?

Дело в том, что это — искажения формы колебаний. Представьте, что мы имеем дело с колебанием чисто синусоидальной формы. При усилении в радиоприемнике или преобразовании электрических колебаний в механические колебания воздуха (это имеет место в громкоговорителе) форма колебаний чуть-чуть изменилась, т. е. колебания по форме перестали быть строго синусоидальными. Что при этом произойдет?

Колебания, перестав быть простыми колебаниями синусоидальной формы, в результате нелинейных искажений превратились в периодические колебания сложной формы. Строгими математическими методами можно доказать, что такие периодические колебания сложной формы представляют собой сумму синусоидальных колебаний основной частоты и целого набора гармоник — синусоидальных колебаний, по амплитуде значительно меньших колебаний основной частоты, а по частоте превышающих основное колебание (первую гармонику) в целое число раз. Что же получается? Раньше мы имели дело только с колебаниями одной частоты, а в результате нелинейных искажений появился целый ряд новых колебаний с новыми частотами, или, как мы раньше говорили, — новых обертонов. Естественно, что эти «непрошенные» обертоны по-новому окрасят звук, т. е. произойдет искажение радиопередачи.

Нелинейные искажения оцениваются коэффициентом нелинейных искажений, представляющим собой отношение действующих значений всех высших гармонических составляющих к действующему значению основной частоты (первой гармоники). Считается, что при коэффициенте 2—3% искажения еще не заметны на слух, а при коэф-

фициенте 8—10% радиопередача приобретает очень неприятный характер.

Виновниками появления нелинейных искажений являются нелинейные характеристики усилительных элементов — радиоламп и транзисторов. Взгляните на рис. 2 — и вы увидите, почему нелинейность характеристики электронной лампы приводит к нелинейным искажениям усиливаемого синусоидального колебания.

Надо сказать, что частотные и нелинейные искажения возникают во всех блоках радиоприемника: и в высокочастотных, и в низкочастотных, и в громкоговорителе. В дальнейшем мы будем говорить только об искажениях, возникающих в каскадах приемника, и не будем касаться искажений в громкоговорителе.

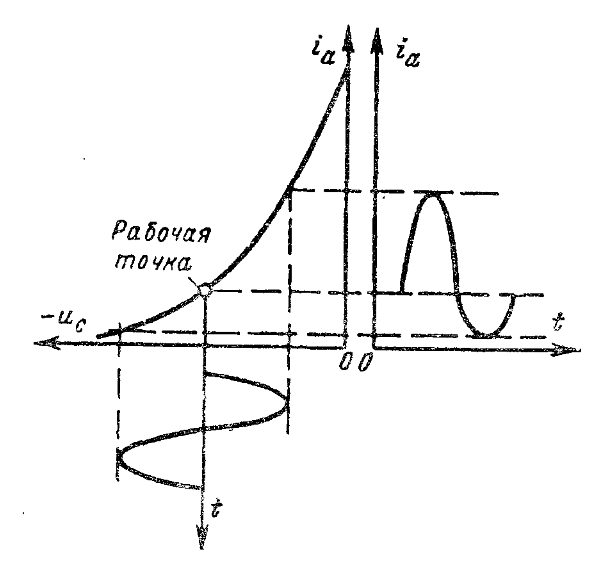


Рис. 2. Нелинейные искажения усиливаемого сигнала, возникающие в результате нелинейности характеристики электронной лампы.

Какова же связь между низкочастотными колебаниями звукового диапазона и высокочастотными радиодиапазона?

Чтобы представить себе эту связь, надо подробнее поговорить о модуляции. Вы, наверно, знаете, что существуют различные способы модуляции. В радиовещании используют амплитудную и частотную модуляции. Частотная модуляция используется только при радиовещании на УКВ; значительно шире применяется амплитудная — в радиовещании в диапазонах длинных, средних и коротких волн. При амплитудной модуляции низкочастотный (модулирующий) электрический сигнал воздействует на амплитуду высокочастотного сигнала передатчика, называемого в данном случае сигналом несущей частоты. Амплитуда высокочастотных колебаний несущей частоты изменяется в такт с изменениями модулирующего сигнала. На рис. 3 вверху показан график сигнала несущей частоты передатчика в то время, когда модуляция отсутствует. Но как только появится модулирующий сигнал звуковой частоты, форма огибающей высокочастотного напряжения становится в точности похожей на форму звукового модулирующего сигнала (огибающей называется кривая, соединяющая амплитудные значения модулированного высокочастотного сигнала).

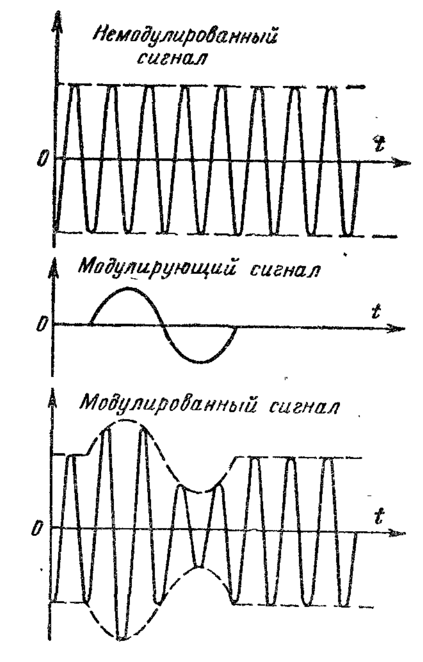


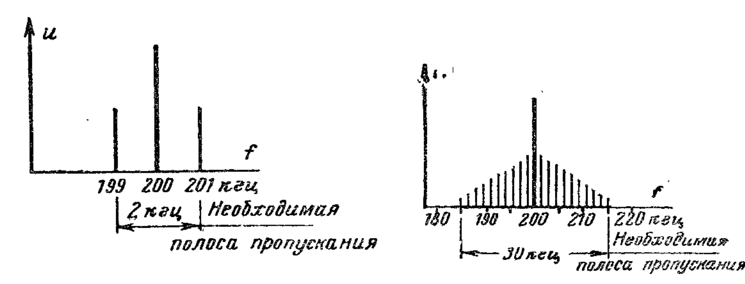
Рис. 3. Форма высокочастотного сигнала при амплитудной модуляции.

Таким образом, происходит значительное усложнение формы высокочастотного сигнала передатчика; он перестает быть строго синусоидальным. Но, как мы уже видели раньше, всякое нарушение синусоидальной формы колебаний приводит к появлению новых колебаний с частотами, отличными от частоты основного колебания. Иными словами, модулированное колебание — это целый спектр колебаний с различными частотами. Когда модуляции нет, радиостанция излучает только колебания одной частоты — высокочастотной несущей, например 200 *кгц*. Но как только началась модуляция, например, сигналом с частотой 1 *кгц*, то, кроме колебаний с частотой 200 *кгц*, в спектре сигнала радиостанции появятся колебания еще двух частот, отстоящие от основного колебания на —1 *кгц* и +1 *кгц*, т. е. радиостанция теперь будет изучать уже три колебания с частотами 199, 200 и 201 *кгц* (рис. 4).

Теперь очень важный вывод: если модулированное колебание представляет собой спектр частот, то, чтобы не возникло искажений, высокочастотные каскады должны пропустить весь спектр, в нашем случае частоты от 199 до 201 *кгц*. Другими словами, высокочастотные каскады должны обладать определенной полосой пропускания — в нашем случае 2 *кгц*.

Выше мы говорили, что весь слышимый человеком звуковой диапазон составляет около 15 *кгц* (20—15 000 *гц*). Следовательно, для идеального звучания радиопередачи сигнал радиостанции должен быть модулирован самыми разнообразными по частоте колебаниями, причем наивысшая из модулирующих частот может достигать 15 *кгц*.

Поэтому модулированный сигнал будет представлять собой спектр колебаний, в нашем примере от 185 до 215 *кгц*, т. е. занимать полосу частот 30 *кгц* (рис. 5).



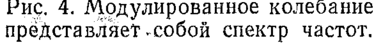


Рис. 4. Модулированное колебание представляет собой спектр частот.

Рис. 5. Чтобы передать весь спектр модулированного сигнала с максимальной частотой модуляции 15 *кгц*, необходима полоса частот 30 *кгц*.



Рис. 6. На одну радиостанцию отводится полоса частот 10 *кгц*.

Однако столь широкий спектр излучаемых колебаний радиостанции, работающие с амплитудной модуляцией, не могут себе позволить — слишком велика плотность «заселения» длинноволнового, средневолнового и коротковолнового диапазонов.

Международными соглашениями предусмотрено такое распределение частот между различными радиовещательными станциями, при котором их несущие отстоят друг от друга на 10 *кгц*. Таким образом, на долю каждой радиостанции приходится полоса всего 10 *кгц* (рис. 6). Поэтому, чтобы радиостанции не мешали друг другу, максимальная частота модулирующего сигнала не должна превышать 5 *кгц* (в нашем примере от 195 до 205 *кгц*). Это, конечно, мало для высококачественного радиовещания, но приходится мириться.

Итак, какие же требования предъявляются к высокочастотным каскадам, чтобы приемник безукоризненно воспроизводил радиопередачу?

ТРИ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Прежде всего, как мы выяснили, необходима определенная п о л о с а п р о п у с к а н и я. Я не случайно написал «определенная полоса» — именно не меньше, и не больше, а как раз 10 *кгц*. Почему не меньше 10 *кгц*, вы уже знаете — возникнут искажения модулированного сигнала из-за среза высокочастотных составляющих. Почему не больше 10 *кгц*, ясно из рис. 6 — «полезут» колебания, излучаемые «чужими» радиостанциями, и опять-таки возникнут искажения. Идеально было бы так: ничего сверх 10 *кгц* и совершенно без ослабления пропускать весь спектр колебаний в пределах

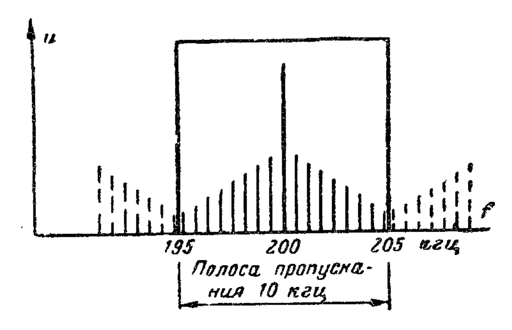


Рис. 7. Идеализированная П-образная частотная характеристика.

10 *кгц*, по 5 *кгц* с каждой стороны несущей (рис. 7). Однако такую идеальную частотную характеристику (ее называют П-образной) высокочастотных каскадов получить никогда не удастся. Дело в том, что полоса пропускания высокочастотных каскадов определяется колебательными контурами. А как вы помните, колебательный контур на сигнал основной (резонансной) частоты $f_{рез}$ реагирует с наибольшей силой, а на сигналы других частот — все слабее и слабее (рис. 8). Поэтому крайние составляющие спектра сигнала (соответствующие звуковым колебаниям высоких частот) проходят через колебательный контур ослабленными и, следовательно, появляются искажения радиопередачи. Правда, можно уменьшить искажения составляющих спектра сигнала, расширив полосу пропускания контура. Тогда амплитуды крайних составляющих будут менее ослаблены по сравнению с колебаниями несущей частоты, и искажения радиопередачи уменьшатся. Однако с увеличением полосы пропускания контур начнет все в большей степени воспринимать сигналы «чужих» радиостанций, работающих на близких частотах.

Таким образом, в реальном радиоприемнике требования — пропускать без искажения все составляющие спектра сигнала и одновременно не пропускать сигналы соседних по частоте радиостанций — находятся в противоречии. Чтобы оценить качество реального приемника, надо иметь в виду не только ширину его полосы пропускания, но и его избирательность — способность выделять из всех колебаний, наводимых в антенне, только колебания, излучаемые радиостанцией, на частоту которой он настроен. Иными словами, избиратель-

ность — это способность радиоприемника отсеивать сигналы «чужих» радиостанций.

О том, как эти противоречивые требования удается примирить, мы поговорим позднее. Скажу только, что в реальном радиоприемнике невозможно получить ни совершенно равномерную полосу пропускания, ни идеальную избирательность.

Даже весьма совершенные радиоприемники все-таки не обладают абсолютно П-образной частотной характеристикой. Как вы, наверно, знаете, радиовещательные приемники подразделяются на пять классов: высший, первый, второй, третий и четвертый. Так вот, приемники высшего класса имеют избирательность по соседнему каналу 60 *дб*. Давайте разберемся, что это значит, так как в дальнейшем нам часто придется встречаться с этим термином.

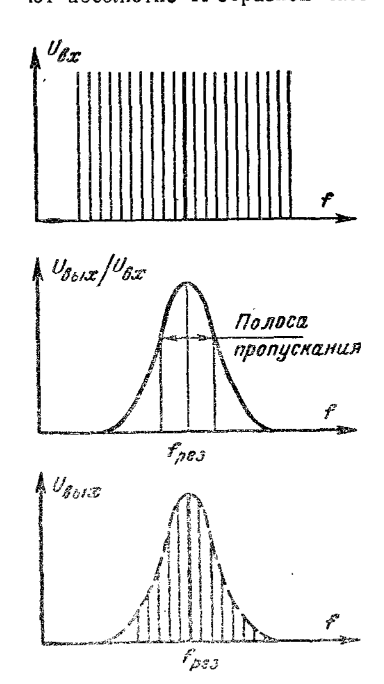


Рис. 8. Ослабление сигнала тем сильнее, чем дальше от резонансной частоты $f_{рез}$ контура он расположен

Прежде всего надо пояснить, что избирательность по соседнему каналу показывает, насколько хуже приемник воспринимает сигнал, частота которого отличается от частоты настройки приемника на 10 *кгц*. Почему именно на 10 *кгц*, вы, наверное, догадались: именно на такую частоту отстоит от частоты настройки несущая соседней радиостанции. Поэтому избирательность позволяет оценить, насколько хуже будет слышна эта «чужая» радиостанция по сравнению с «нашей». И тут нам придется познакомиться с новой характеристикой приемника — его чувствительностью. Что это такое?

Чувствительность — это способность приемника принимать слабые сигналы. Чем более слабый сигнал способен принять приемник, тем лучше его чувствительность (часто говорят — тем выше его чувствительность). Чувствительность показывает, при каком напряжении сигнала в микровольтах (или милливольтах) на входе приемника он способен развить на выходе мощность электрических колебаний звуковой частоты, равную 50 *мвт* (для ламповых приемников) или 5 *мвт* (для транзисторных переносных приемников). При этом по принятым правилам входной сигнал должен иметь глубину модуляции 30%. Перечитайте, пожалуйста, это определение чувствительности — у вас не возникло вопросов?

Прежде всего, раз оговорена выходная мощность, то можно подумать, что чувствительность приемника зависит от коэффициента усиления усилителя низкой частоты (УНЧ). В самом деле, чем

больше коэффициент усиления УНЧ, тем как будто бы чувствительнее приемник. Однако это не так. От того, что к приемнику будет подключен УНЧ с большим коэффициентом усиления, он не станет чувствительнее. Дело в том, что сигналы радиостанций будут приниматься без искажений только в том случае, если они создадут на входе детектора сигнал не менее определенной величины — не менее 1—2 *в* на входе лампового детектора и не менее 0,2 *в* на входе полупроводникового детектора. Поэтому запомните: чувствительность приемника определяется только его высокочастотными каскадами; усилитель же низкой частоты должен лишь обеспечить необходимую мощность сигнала на выходе приемника.

Второй вопрос, который, вероятно, уже возник у вас: как велика может быть чувствительность приемника? Тут надо иметь в виду целый ряд факторов. Раз речь идет о высококачественном приеме радиовещания, то приемник может принимать лишь те слабые сигналы, которые превышают его собственные внутренние шумы, вызванные хаотическим движением электронов в лампах, транзисторах, резисторах и других элементах электрических цепей; к шумам относится и фон переменного тока. Иначе говоря, сигналы принимаемой радиостанции на входе приемника должны быть такими, чтобы их было хорошо слышно на фоне шумов приемника. Поэтому при определении чувствительности имеют в виду такую величину сигнала на входе приемника, которая превышает уровень шумов по крайней мере в 10 раз.

Исходя из этого требования, опытным путем установили, что указанное превышение уровня полезного сигнала над шумами создают только те радиостанции, которые образуют в антенне приемника э. д. с. не менее 50 *мкв*. Более слабые сигналы, создающие в антенне приемника э. д. с. менее 50 *мкв*, настолько «забиваются» шумами, что о нормальном приеме радиопередачи не может быть и речи. Поэтому нецелесообразно делать радиовещательный приемник очень чувствительным (т. е. лучше 50 *мкв*), хотя современная радиотехника способна создать приемники, чувствительность которых измеряется долями микровольт. Такие приемники существуют, но они предназначены не для приема радиовещания, а для телеграфной или телефонной радиосвязи, при которой требования к качеству передачи значительно меньше — лишь бы можно было разобрать передачу.

Именно исходя из этих соображений ГОСТ на радиовещательные приемники, предусматривающий деление приемников на пять классов, устанавливает чувствительность приемников высшего класса 50 *мкв*. Чувствительность приемников более «скромных» классов ниже, например чувствительность приемников I и II классов 150 *мкв*, а IV класса — всего 300 *мкв*.

Однако хочу заметить, что не только внутренние шумы, а также атмосферные и промышленные помехи накладывают ограничения на максимальную чувствительность. Ведь чтобы приемник принимал без искажений радиостанцию, создающую на его входе сигнал всего в 50 *мкв*, он не только должен иметь малые внутренние шумы, но и обладать превосходной избирательностью по отношению к соседним станциям (по соседнему каналу), иначе мощные соседние станции совершенно заглушат интересующую нас далекую радиостанцию. Высокую чувствительность нельзя получить без высокой избирательности. Как видите, эти два параметра в реальном приемнике связаны друг с другом. И не случайно избирательность приемника

часто определяют следующим образом; избирательность показывает, насколько уменьшается чувствительность приемника на частоте, отстоящей на ± 10 *кгц* от частоты настройки. Итак, избирательность по соседнему каналу — это отношение чувствительности приемника на частоте соседнего канала к чувствительности на частоте принимаемого канала, т. е. на частоте настройки. Это отношение в радиотехнике обычно выражают не в «разах», а в децибелах (*дб*) — логарифмических единицах:

$$20 \lg \frac{e_1}{e_2},$$

где e_1 — чувствительность приемника на частоте настройки;
e_2 — то же на частоте соседнего канала.

Так вот, существует зависимость между максимальной чувствительностью приемника и избирательностью, необходимой для обеспечения возможности использовать эту чувствительность. Учитывая эту зависимость, ГОСТ на радиовещательные приемники устанавливает следующие значения избирательности (табл. 1).

Таблица 1

Класс приемника	Чувствительность, *мкв*	Избирательность, *дб*
Высший	50	60
I	150	46
II	150	34
III	200	26
IV	300	16—20

Как видите, чтобы реализовать чувствительность в 50 *мкв*, надо иметь уменьшение чувствительности к сигналам соседнего канала в 1 000 раз (60 *дб* соответствует тысячекратному уменьшению по напряжению).

Итак, полоса пропускания, избирательность и чувствительность — вот три главные характеристики высокочастотных каскадов приемника, которые влияют на качество воспроизведения и способность приемника принимать дальние радиостанции. Давайте теперь посмотрим, какими радиотехническими средствами создается нужная избирательность и чувствительность приемников, какая у приемников форма частотной характеристики.

КАКОЙ ПРИЕМНИК ЛУЧШЕ?

Как известно, избирательность приемника создается колебательными контурами, а чувствительность определяется числом каскадов усиления до детектора.

Поговорим сначала об избирательности, причем начнем с избирательных свойств одиночного колебательного контура. Мы уже говорили, что избирательность характеризует ослабление сигнала мешающей радиостанции, работающей на частоте f, по сравнению с сигналом полезной радиостанции, частота которой совпадает с резонансной частотой контура $f_{рез}$. Обозначают избирательность буквами Se. Таким образом, величина Se показывает, во сколько раз будет ослаблена амплитуда U сигнала посторонней радиостанции по сравнению с амплитудой полезного сигнала $U_{рез}$, конечно, при одинаковой амплитуде этих сигналов, например, в антенне:

$$Se = \frac{U_{рез}}{U}.$$

Однако надо подчеркнуть, что на величину избирательности Se оказывают влияние не только избирательные свойства контура, но и так называемая величина расстройки Δf, которая показывает, насколько далеко отстоит по частоте сигнал посторонней радиостанции от резонансной частоты контура:

$$\Delta f = f - f_{рез}.$$

При расчете избирательности расстройку определяют в процентах:

$$\Delta f_{\%} = \frac{f - f_{рез}}{f_{рез}} 100\% = \frac{\Delta f}{f_{рез}} 100\%.$$

Чем дальше отстоит частота посторонней радиостанции от резонансной частоты, т. е. чем больше расстройка, тем значительнее ослабление мешающего сигнала. Это станет понятным, если вы посмотрите на резонансную характеристику колебательного контура (рис. 8).

Часто избирательность определяют не в относительных единицах, а в децибелах. Перевести избирательность, выраженную в относительных единицах, в избирательность, выраженную в децибелах, можно по формуле

$$Se_{(дб)} = 20 \lg Se.$$

От чего же зависят избирательные свойства колебательного контура? В основном — от добротности Q его катушки индуктивности. Конденсатор контура, если он хорошего качества (например, воздушный, слюдяной или керамический), вносит очень мало электрических потерь, и поэтому добротность катушки в основном определяет добротность контура. Чем больше добротность Q, тем круче идут ветви резонансной характеристики контура (рис. 9). Добротность катушки индуктивности зависит от многих факторов: потерь электрической энергии в проводах при прохождении по нему тока высокой частоты, потерь в изоляции проводов, в каркасе катушки, в магнитном сердечнике и т. п., причем эти потери тем выше, чем на более высокой частоте работает контур. Ориентировочно добротность катушек различных диапазонов следующая: в длинноволновом $Q = 10 \div 25$, в средневолновом $Q = 25 \div 40$, в коротковолновом $Q = 80 \div 120$*.

Предположим, что у нас имеется колебательный контур с катушкой определенной добротности. Мы ее измерили с помощью куметра или определили по паспорту катушки. Как же определить,

* Казалось бы, при переходе от длинных волн к коротким ввиду увеличения частоты и роста потерь добротность катушек должна падать; однако практически получается наоборот, потому что катушки коротких волн имеют малое число витков и мотаются проводом большого сечения.

какой избирательностью будет обладать контур с катушкой данной добротности? На рис. 10 приведены кривые, позволяющие определить избирательность Se колебательного контура при небольших расстройках, т. е. когда

$$\frac{\Delta f}{f_{рез}} 100\% \leqslant 10\%.$$

При больших расстройках избирательность приближенно можно подсчитать по формуле

$$Se = Q\left(\frac{f}{f_{рез}} - \frac{f_{рез}}{f}\right).$$

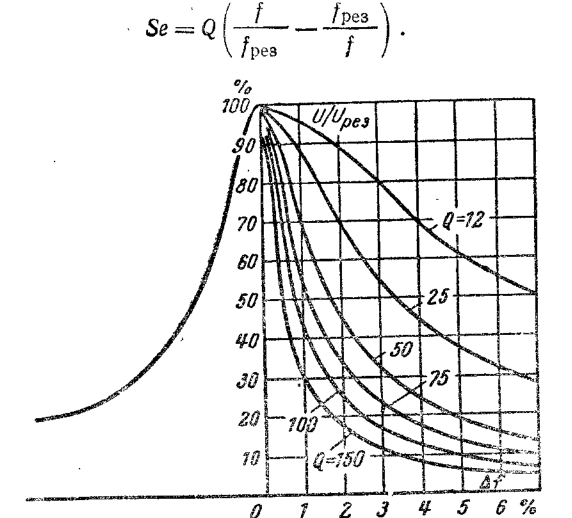


Рис. 9. Резонансные характеристики контуров с различными Q.

Для примера сделаем следующий расчет: определим избирательность по соседнему и зеркальному каналам для контура добротностью $Q=25$, работающего в средневолновом диапазоне на частоте 1,5 *Мгц* (кстати, избирательность всегда определяют на максимальной частоте диапазона, потому что чем выше частота, тем более пологой становится резонансная характеристика контура).

При уходе на $\Delta f = 10$ *кгц* от резонансной частоты $f_{рез} = 1\,500$ *кгц* расстройка, выраженная в процентах, составит:

$$\Delta f_{\%} = \frac{\Delta f}{f_{рез}} 100 = \frac{10}{1\,500} 100 = 0{,}66\%.$$

Далее на горизонтальной оси графика, приведенного на рис. 10, находят точку, соответствующую расстройке 0,66%. Но, взглянув на график, можно сказать заранее, что при такой небольшой расстройке контур будет так мало ослаблять сигнал посторонней радиостанции, что величину ослабления даже невозможно определить по этому графику. Если вы все же хотите определить избирательность контура при такой расстройке, то ее придется подсчитать по формуле

$$Se = \frac{U_{рез}}{U} = \sqrt{1 + \left(\frac{Q}{50} \frac{\Delta f}{f_{рез}} 100\right)^2} =$$

$$= \sqrt{1 + \left(\frac{25}{50} \frac{10}{1\,500} 100\right)^2} \approx 1{,}05.$$

Какая же это избирательность! Сигнал с частотой, отличающейся на 10 *кгц* от резонансной (т. е. сигнал соседней станции), проходит почти так же хорошо, как и сигнал принимаемой станции.

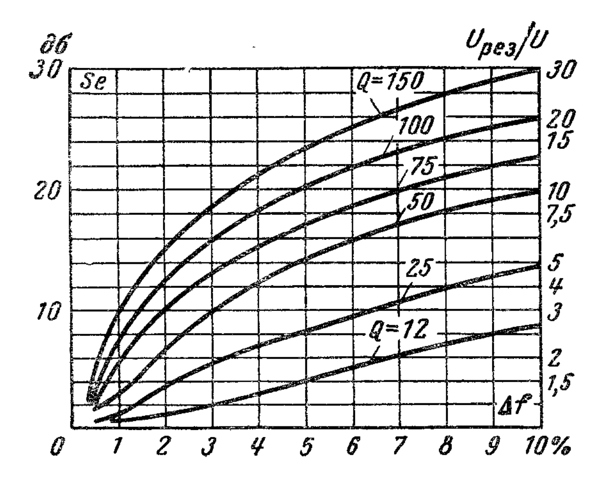


Рис. 10. Избирательность колебательного контура в зависимости от добротности Q и расстройки Δf.

С помощью такого же простейшего расчета вы можете убедиться, что избирательность по соседнему каналу входного контура на коротковолновом диапазоне вообще ничтожно мала. Но вот на длинных волнах положение с избирательностью по соседнему каналу несколько изменяется. Если произвести расчет избирательности контура на какой-нибудь частоте длинноволнового диапазона, например на частоте 400 *кгц*, то расстройка на 10 *кгц* от этой частоты составит:

$$\Delta f_{\%} = \frac{\Delta f}{f_{рез}} 100 = \frac{10}{400} 100 = 2{,}5\%.$$

Примем, что на длинноволновом диапазоне добротность контура $Q=25$. Из точки на горизонтальной оси графика на рис. 10, соответствующей расстройке 2,5%, восставим перпендикуляр и продолжим его до пересечения с кривой $Q=25$. Через точку их пересечения

проведем горизонтальную линию до пересечения с вертикальными осями графика и определим избирательность контура при данной расстройке на длинноволновом диапазоне, т. е. для частоты 410 или 390 *кгц*: избирательность на этих частотах по отношению к частоте 400 *кгц* составляет около 4 *дб*. Это уже заметная избирательность.

Рис. 11. Включение двух колебательных контуров, настроенных на частоту принимаемого сигнала.

Итак, в результате расчетов придется прийти к весьма неутешительному выводу: избирательность колебательного контура при малой расстройке весьма невелика. Но, может быть, избирательность увеличится, если между антенной и детектором включить два колебательных контура: входной контур между антенной и входом усилителя высокой частоты (УВЧ) и контур между усилителем высокой частоты и детектором *Д* (рис. 11)?

Безусловно, избирательность при этом увеличится (рис. 12). Чтобы определить результирующую характеристику приемника по высокой частоте (от антенного входа до входа детектора), надо

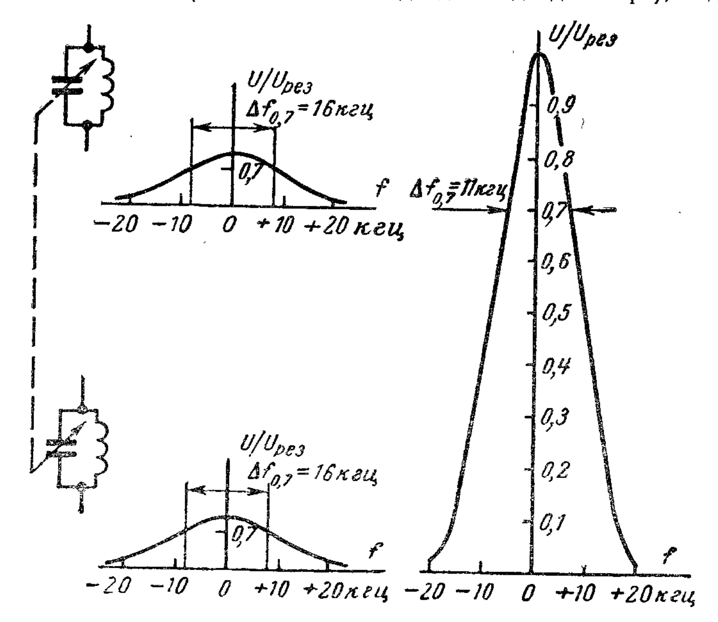


Рис. 12. При включении двух колебательных контуров, настроенных на частоту принимаемого сигнала, избирательность приемника увеличивается, а полоса пропускания сужается.

перемножить ординаты резонансных характеристик отдельных контуров — значения напряжений на обоих контурах на данной частоте. Как видно из рисунка, результирующая характеристика значительно уже характеристик отдельных контуров (замечу, что на рис. 12 вертикальный масштаб результирующей характеристики уменьшен в 10 раз). Этим и объясняется увеличение избирательности приемника при увеличении числа колебательных контуров. Если, например, ослабление $U_{рез}/U$ сигнала входным контуром на частоте расстройки 16 *кгц* составляло 1/0,3=3,3, то ослабление при такой же расстройке по результирующей характеристике равно уже 1/0,092= =10,9.

Таким образом, при одинаковой добротности контуров избирательность всего высокочастотного тракта приемника

$$Se_{общ} = Se^n,$$

где n — число высокочастотных контуров, включенных до входа детектора.

Эту формулу подтверждает пример, показанный на рис. 12: ослабление, создаваемое входным контуром, $Se=3{,}3$, а суммарное ослабление, создаваемое высокочастотным трактом при той же расстройке, 16 *кгц* и $n=2$ (два одинаковых контура) $Se_{общ}=Se^2=3{,}3^2\approx$ $\approx 10{,}9$.

Замечу, что если избирательность выражена в децибелах, то ослабления, создаваемые отдельными контурами, складываются (вспомните, что для перемножения логарифмы чисел надо сложить).

Однако хочу сделать очень важное замечание: в результате увеличения общей избирательности сузится полоса пропускания высокочастотного тракта приемника — это хорошо видно из рис. 12. Подсчитать полосу пропускания *П* для такого случая можно по формуле

$$П = \frac{0{,}64 f_{мин}}{Q},$$

Посмотрим теперь, как обстоит дело с избирательностью и полосой пропускания в простейшем приемнике, работающем по схеме прямого усиления. Как вы знаете, такой приемник содержит один или несколько каскадов усиления высокой частоты, причем на входе каждого из каскадов (в том числе и детекторного) включен колебательный контур. Каждый колебательный контур (они все настроены на одну частоту) ослабляет сигналы с частотами, отличающимися от резонансной. Чем больше таких контуров-фильтров, тем значительнее будут ослаблены сигналы соседних по частоте радиостанций и тем выше будет избирательность приемника.

Таким образом, все дело как будто бы в том, чтобы включить этих контуров как можно больше, и тогда можно получить любую необходимую избирательность. Но в действительности это не так просто сделать. Ведь при перестройке приемника на другую радиостанцию все колебательные контуры придется перестраивать. Однако добиться того, чтобы большое число колебательных контуров имело совершенно одинаковые параметры, очень трудно. Поэтому при перестройке контуров общей ручкой блока конденсаторов переменной емкости настройка контуров неизбежно «расходится». В результате полоса пропускания увеличивается, а следовательно, и ухудшается избирательность приемника. Кроме того, при этом уменьшаются усиление приемника и его чувствительность к сигналам

в приемной антенне. Ведь колебания в контуре имеют наибольшую амплитуду на резонансной частоте, и если резонансная частота какого-либо контура сдвинута относительно частоты сигнала, то контур реагирует на его колебания слабее, чем в случае, когда резонансная частота совпадает с частотой сигнала.

Но предположим, что все же удалось так точно изготовить колебательные контуры и блок конденсаторов настройки, что при перестройке все колебательные контуры настраиваются на одну и ту же частоту. Все равно, это не спасет положения.

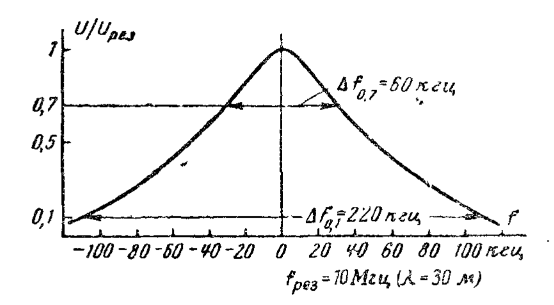


Рис. 13. Резонансная характеристика колебательного контура с добротностью $Q=160$ и резонансной частотой $f_{рез}=10$ *Мгц*.

Дело в том, что полоса пропускания контура зависит от частоты, на которой он работает, причем чем выше частота, тем шире полоса пропускания:

$$П=\frac{f}{Q}.$$

Как видно из приведенной формулы, при перестройке колебательного контура на более высокие частоты полоса пропускания его расширяется, а при перестройке на более низкие — сужается (добротность контура Q практически остается постоянной). Если в середине диапазона полоса пропускания выбрана такой, что обеспечено достаточно естественное воспроизведение передачи, а помехи со стороны других радиостанций незначительны, то на высокочастотном конце диапазона полоса пропускания может стать слишком большой, и помехи от других радиостанций сделаются очень заметными. Наоборот, на низкочастотном конце диапазона полоса пропускания может сузиться настолько, что ухудшается естественность воспроизведения радиопередачи.

Впрочем, в диапазоне коротких волн приемник прямого усиления становится вообще беспомощным. Посмотрите на рис. 13 — на нем изображена резонансная характеристика колебательного контура с добротностью $Q=160$ на частоте 10 *Мгц*. Даже несмотря на такую большую добротность, характеристика контура на высоких частотах выглядит весьма пологой. Полоса пропускания на уровне 0,7 составляет 60 *кгц*. А нам нужно не более 10 *кгц*. Конечно, при такой широкой полосе пропускания все составляющие спектра полезного сигнала хорошо пройдут через приемник, но и избирательность приемника будет чрезвычайно низкой. Собственно, о какой избирательности может идти речь, если в приемнике с одинаковой громкостью будут одновременно слышны шесть радиостанций! А полоса пропускания на уровне 0,1 составляет 220 *кгц*!

Итак, приемник прямого усиления не может примирить два противоречивых требования: обеспечить необходимую полосу пропускания и хорошую отстройку от соседних по частоте радиостанций. Помните, мы договорились, что самым лучшим с точки зрения из-

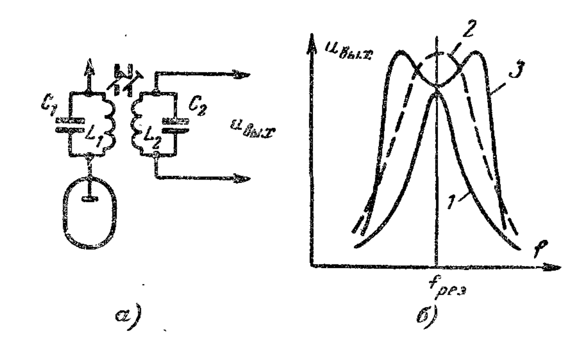


Рис. 14. Схема полосового фильтра (*а*) и его резонансная характеристика (*б*).

бирательности и хорошего воспроизведения передачи будет такой приемник, форма резонансной характеристики которого напоминает букву П (плоская вершина и отвесные боковые склоны), причем чем ближе к этой идеальной форме, тем лучше. Обычно степень приближения формы резонансной характеристики к идеальной оценивают так называемым коэффициентом прямоугольности, который представляет собой отношение ширины полосы пропускания на уровне 0,7 (абсолютной полосы пропускания $2\Delta f_{0,7}$) к полосе $2\Delta f_{0,1}$, отсчитываемой на уровне 0,1:

$$K_п=\frac{2\Delta f_{0,7}}{2\Delta f_{0,1}}.$$

Естественно, что идеальный приемник должен иметь $K_п=1$. Для приемников прямого усиления даже при очень большом числе одиночных колебательных контуров этот коэффициент не превышает 0,39. Конечно, это мало, даже очень мало, причем чем выше частота, на которой работает приемник, тем меньше коэффициент прямоугольности.

Как же увеличить коэффициент прямоугольности приемника, т. е. как сделать форму его резонансной характеристики более прямоугольной?

Вообще-то говоря, резонансную П-образную характеристику можно получить, если заменить одиночные резонансные контуры группами из двух связанных контуров (рис. 14, *а*). Такие системы

носят название полосовых фильтров с индуктивной (трансформаторной) связью. Фильтры называются полосовыми потому, что они равномерно пропускают колебания определенной полосы частот, отсеивая остальные, не попадающие в их полосу пропускания. Ширина полосы пропускания, а также возможность отсеивания мешающих сигналов определяются добротностью контуров L_1C_1 и L_2C_2, а также величиной индуктивной связи (коэффициентом связи) между этими контурами. Форма резонансной характеристики таких фильтров при различных коэффициентах связи показана на рис. 14, *б*. Кривая *1* соответствует слабой связи между контурами. Характеристика в этом случае во многом напоминает по форме характеристику одиночного контура. Если связь увеличивать, например, сближением контурных катушек, то крутизна склонов характеристики будет увеличиваться. При некоторой «критической» величине связи характеристика будет иметь вид кривой *2*, которая соответствует наибольшей высоте резонансной характеристики. При связи между контурами выше критической на характеристике возникают два горба и появляется провал на резонансной частоте (кривая *3*), причем чем сильнее связь, тем значительнее высота горбов и тем глубже впадина. При связи чуть больше критической характеристика полосового фильтра очень напоминает прямоугольную (П-образную), так как крутизна склонов велика, а провал почти не заметен.

Однако нельзя все колебательные контуры приемника прямого усиления просто заменить подобными полосовыми фильтрами и тем самым сделать его резонансную характеристику П-образной. Ведь тогда при перестройке приемника с одной частоты на другую придется перестраивать и эти фильтры. И дело даже не в том, что это очень сложно осуществить на практике (действительно, сложно: ведь придется перестраивать одновременно шесть, а то и больше контуров), самое главное в том, что с изменением частоты будет изменяться полоса пропускания фильтров. Поэтому на низкочастотном конце диапазона она будет меньше требуемой, а на высокочастотном — больше необходимой.

Но и это не все. Предположим, что приемник должен работать в коротковолновом диапазоне. В приемнике прямого усиления принимаемый сигнал усиливается в усилителе, работающем на частоте этого сигнала. На частотах выше нескольких мегагерц большую роль играют различные паразитные связи между каскадами усилителя. Эти связи приводят к самовозбуждению усилителя, т. е. усилитель превращается в генератор паразитных колебаний, создающих помехи. Поэтому очень трудно сделать высокочастотный усилитель с большим коэффициентом усиления, а ведь для приема дальних станций необходимо очень большое усиление принимаемого сигнала.

Реализовать преимущества полосового фильтра удобно лишь в том случае, если он работает на неизменной (фиксированной) частоте. Но для этого надо сигнал принимаемой радиостанции преобразовать в колебания такой частоты, на которую настроены контуры полосового фильтра. Тогда такой преобразованный по частоте сигнал радиостанции можно будет подать в усилитель с полосовыми фильтрами, форма резонансной характеристики которого строго П-образна. Приемник, работающий по такой схеме, обладает очень хорошими возможностями. Действительно, форма его резонансной характеристики П-образна ввиду применения в усилителе преобразованного сигнала полосовых фильтров и всех связанных с этим преимуществ. Кроме того, такой приемник имеет большую чувствительность, так как усиление принимаемого сигнала осуществляется двумя усилителями на разных частотах: на частоте принимаемого сигнала обычным усилителем высокой частоты, а затем усилителем с полосовыми фильтрами. Результирующее усиление может быть весьма значительным, а самовозбуждение не появится, так как усиление происходит на разных частотах, причем основное усиление сигнала происходит в усилителе с полосовыми фильтрами, который обычно работает на частоте ниже частоты средневолнового диапазона (на так называемой промежуточной частоте).

Именно по такой схеме работают супергетеродинные радиоприемники. коэффициент прямоугольности частотной характеристики которых не менее 0,6, а у лучших достигает даже 0,95.

Как же преобразовать сигналы принимаемой частоты в колебания промежуточной частоты?

Такое преобразование происходит в специальном блоке супергетеродинного приемника, называемом преобразователем частоты. Чтобы произвести преобразование, надо сигнал принимаемой радиостанции «смешать» с колебаниями высокочастотного гетеродина (генератора), имеющегося в блоке преобразователя частоты. При «смешении» колебаний возникнут так называемые биения, т. е. новые колебания, частота которых равна разности частот смешиваемых колебаний *. Естественно, что для нашего случая частота этих колебаний должна быть равна промежуточной частоте $f_п$. Это достигается выбором соответствующей частоты гетеродина $f_г$, при которой $f_п = f_г - f_c$ (f_c — частота принимаемой радиостанции).

Однако надо предупредить, что преобразование — это не только вычитание колебаний различных частот. Если, например, два колебания разных частот пропустить через резистор, то никакого преобразования не получится. Сумма или разность двух колебаний не содержит и не создает какого-либо нового колебания, если «смешение» происходит в линейной цепи. Для преобразования необходимы условия, при которых биения, возникающие при сложении или вычитании колебаний, превратились бы в реальное колебание. Такие условия будут в том случае, если «смешение» колебаний происходит в нелинейной цепи, т. е. такой, параметры которой (или один параметр) изменяются в зависимости от приложенного напряжения или тока.

Простейшим нелинейным элементом может быть полупроводниковый или ламповый диод. Его характеристика — зависимость тока через диод от приложенного к диоду напряжения — нелинейна. В области прямых напряжений, т. е. когда полярность напряжения совпадает с полярностью диода, нарастание тока через диод линейно следует за нарастанием напряжения, а в области обратных напряжений диод заперт, и ток уже не следует за нарастанием напряжения. Другими словами, в области положительных напряжений диод обладает некоторой крутизной характеристики (крутизна характеристики — это отношение малого приращения тока ΔI к вызвавшему его малому приращению напряжения ΔU, т. е. $S = \Delta I / \Delta U$ *ма/в*), а в области отрицательных напряжений крутизна характеристики нулевая. Следовательно, крутизна характеристики диода изменяется в зависимости от знака приложенного напряжения — она нелинейна.

* Одновременно с колебаниями разностной частоты образуются и колебания суммарной частоты, но о них мы поговорим позднее.

При воздействии на прибор с нелинейной характеристикой двух колебаний с разной частотой на выходе прибора возникают так называемые биения — колебания разностной частоты $f_п = f_г - f_с$. Физически такие биения представляют собой периодическое (с частотой $f_п$) изменение амплитуды напряжения на выходе нелинейного прибора от величины $U_г + U_с$ до величины $U_г - U_с$ (огибающая на рис. 15). Частота этого изменения $f_п = f_г - f_с$ и является той промежуточной частотой, которая нам необходима.

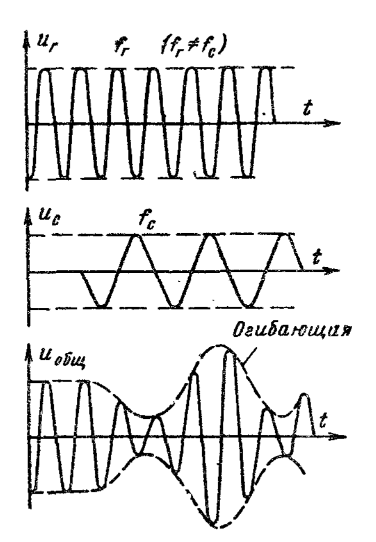


Рис. 15. На выходе преобразователя в результате смешения колебаний с частотами $f_с$ и $f_г$ образуются биения промежуточной частоты $f_п$.

Но надо заметить, что на выходе преобразователя возникает не только колебание разностной частоты $f_г - f_с$, но и колебание суммарной частоты $f_г + f_с$, и колебание с частотой гетеродина $f_г$, а также колебание с частотой сигнала $f_с$. К этому надо добавить, что в реальном приемнике на вход преобразователя подаются не только колебания с частотой сигнала $f_с$, но и другие сигналы, и они тоже образуют биения с колебаниями гетеродина. Словом, на выходе преобразователя имеются колебания множества частот. Как же выделить необходимые нам колебания с частотой $f_п = f_г - f_с$?

Представьте, что в цепь диода, на котором происходит «смешение» колебаний принимаемого сигнала и гетеродина, включен колебательный контур LC (рис. 16). Этот контур не окажет заметного сопротивления колебаниям с частотами сигнала, гетеродина и суммарной частоты $f_г + f_с$, так как контур сильно расстроен относительно этих частот. Сигнал же с промежуточной частотой $f_п = f_г - f_с$ выделится на контуре, так как контур настроен на эту частоту и обладает на ней значительным сопротивлением. Таким образом, на выходе фильтра возникает напряжение с промежуточной частотой $f_п$, которое затем будет подано на вход усилителя промежуточной частоты.

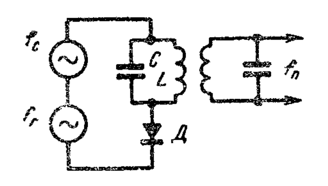


Рис. 16. Преобразователь частоты на диоде.

Как уже было сказано, при амплитудной модуляции радиостанция излучает не только сигнал несущей частоты, но и целую полосу колебаний шириной $2F_в$ ($F_в$ — наивысшая частота модуляции). С каждым из этих колебаний колебания гетеродина образуют биения, поэтому и несущая частота радиостанции, и все боковые частоты, образующиеся при модуляции, преобразуются по частоте (рис. 17).

Так устроен простейший преобразователь частоты на диоде. В радиовещательных приемниках преобразователи на диодах не применяются; в таких приемниках используются специальные частотопреобразовательные лампы (о схемах преобразователей будет рассказано ниже) или транзисторы, но принцип преобразования остается тем же.

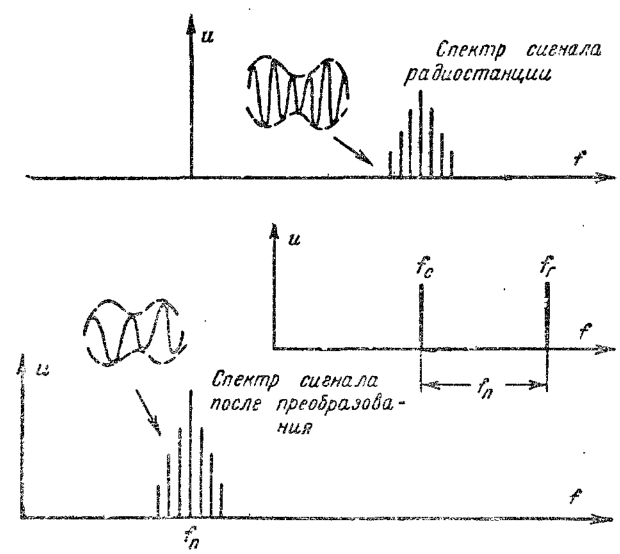


Рис. 17. Преобразование спектра принимаемого сигнала в спектр сигнала промежуточной частоты.

Теперь надо обратить внимание на очень важное обстоятельство. В усилитель промежуточной частоты попадают только те колебания, частота которых равна промежуточной частоте $f_п$. Как было показано, колебания с частотой $f_п$ возникают в результате биения с разностной частотой $f_г - f_с$. Но это произойдет только в том случае, если частота гетеродина точно на частоту $f_п$ выше частоты сигнала принимаемой радиостанции; в противном случае разностная частота $f_г - f_с$ не будет равна частоте $f_п$ и поэтому не попадет в усилитель промежуточной частоты. Однако из этого следует, что при перестройке приемника для приема другой радиостанции с частотой $f_{с1}$ необходима перестройка и гетеродина на частоту $f_{г1}$, чтобы сохранилось равенство $f_{г1} - f_{с1} = f_п$.

Таким образом, настройка приемника зависит от настройки гетеродина. Другими словами, чтобы приемник оказался способен принимать радиостанцию с частотой $f_с$, необходимо настроить гетеродин на частоту $f_г$. Поясним это на примере. Если к входу преобразователя присоединить антенну, то на входе преобразователя ока-

жутся, например, сигналы от радиостанции с частотами f_{c1}, f_{c2} и f_{c3} (рис. 18). Предположим, что приемник должен принимать радиостанцию, работающую на частоте f_{c2}. Для этого гетеродин надо настроить на частоту $f_{г2}$, чтобы разностная частота $f_{р2}=f_{г2}-f_{c2}$ была равна промежуточной частоте $f_{п}$, на которую настроены фильтры УПЧ. Только в этом случае преобразованный по частоте спектр $f_{р2}$ радиостанции f_{c2} попадает в полосу пропускания этих фильтров и пройдет к детектору радиоприемника. Сигналы радиостанций f_{c1} и f_{c3} тоже образуют с колебаниями гетеродина разностные частоты $f_{р1}$ и $f_{р3}$, однако их преобразованные по частоте спектры окажутся, как это видно из рис. 18, за пределами полосы пропускания фильтров УПЧ.

Если необходимо перестроить приемник на прием другой радиостанции, например f_{c1}, частота которой ниже частоты радиостанции f_{c2}, то соответственно гетеродин должен быть настроен на более низкую частоту $f_{г1}$, причем такую, чтобы образовавшаяся разностная частота $f_{г1}-f_{c1}$ была равна $f_{п}$. В результате уменьшения частоты гетеродина разностная частота $f_{р2}$ также уменьшается и уже не будет равна частоте $f_{п}$. В этом случае преобразованный по частоте спектр радиостанции $f_{р2}$ выйдет за пределы полосы пропускания фильтров УПЧ, а его место займет спектр радиостанции $f_{р1}$. Тем самым радиоприемник окажется настроенным на частоту радиостанции f_{c1}.

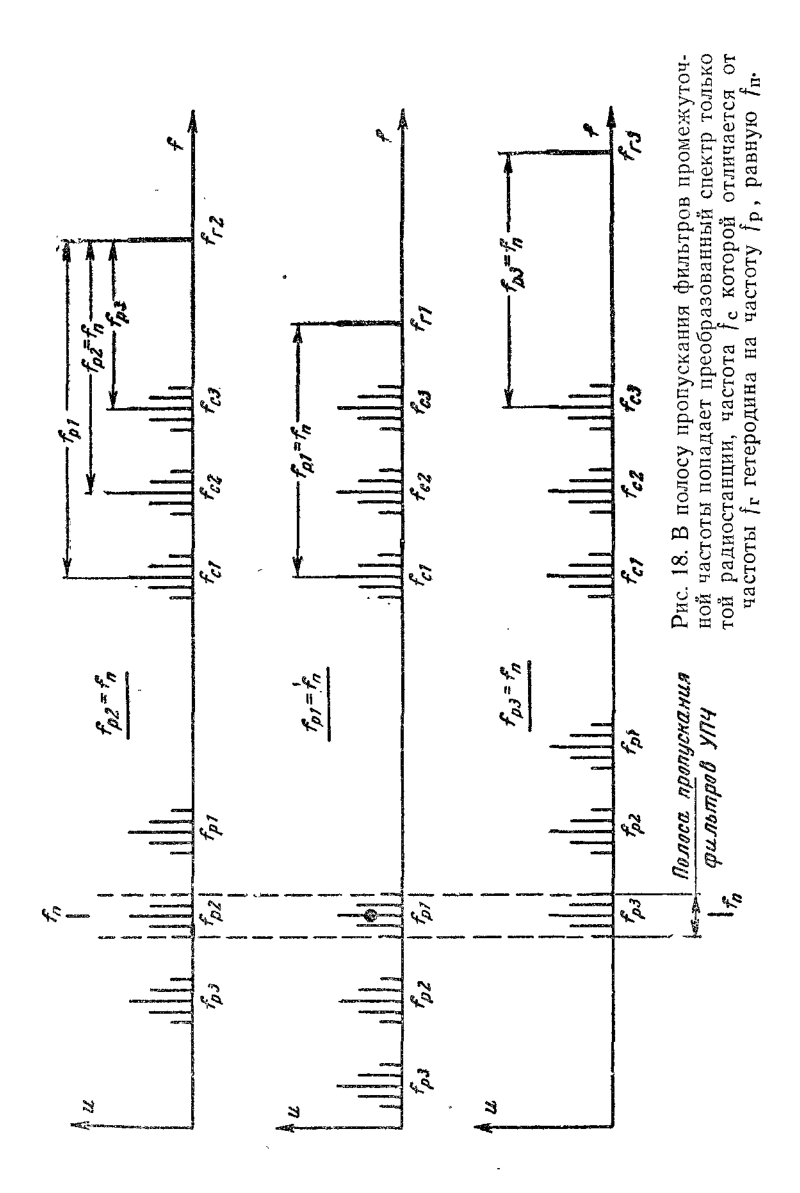


Рис. 18. В полосу пропускания фильтров промежуточной частоты попадает преобразованный спектр только той радиостанции, частота f_{c} которой отличается от частоты $f_{г}$ гетеродина на частоту $f_{р}$, равную $f_{п}$.

ОБОРОТНАЯ СТОРОНА МЕДАЛИ

Ну, хватит хвалить супергетеродинный приемник, пора поинтересоваться, есть ли у него отрицательные качества. Уверяю вас, более чем достаточно!

Начнем издалека. Из приведенных выше рассуждений может показаться, что для перестройки радиоприемника по частоте в нем должен быть только один орган настройки — контур гетеродина, а антенна должна быть присоединена непосредственно к входу преобразователя. Однако это неверно; между антенной и входом преобразователя обязательно должен быть включен колебательный контур, настраиваемый на частоту принимаемой радиостанции. Естественно, что при перестройке радиоприемника этот входной контур должен также перестраиваться. Но зачем нужен этот контур?

Предположим, что надо принять сигналы радиостанции, работающей, например, на частоте 4 *Мгц*. Для этого гетеродин приемника должен быть настроен на частоту $f_{г}=f_{c1}+f_{п}=4+0{,}465$ *Мгц* (при условии, что промежуточная частота приемника 465 *кгц* или 0,465 *Мгц*). Радиостанция будет принята и, казалось бы, все в порядке. Но вообразим, что одновременно с «нашей» радиостанцией, частота которой 4 *Мгц*, работает радиостанция на частоте 4,930 *Мгц*. Разность между частотами радиостанций 4,930—4=0,930 *Мгц* (или 930 *кгц*) составляет удвоенную промежуточную частоту: 2×465=930 *кгц*.

Теперь следите внимательно: если на вход преобразователя поступают сигналы от двух радиостанций, разность между частотами которых составляет удвоенную промежуточную частоту, то оба эти сигнала образуют с колебаниями гетеродина одинаковую промежуточную частоту. В самом деле, если частота гетеродина 4,465 *Мгц*, то «наша» радиостанция, работающая на частоте 4 *Мгц*, образует с колебаниями гетеродина биения промежуточной частоты $f_{г}-f_{c1}=$

$=4{,}465—4=0{,}465$ *Мгц*, и «чужая» радиостанция, работающая на частоте 4,930 *Мгц*, также образует с колебаниями гетеродина биения промежуточной частоты $f_{c2}—f_г=4{,}930—4{,}465=0{,}465$ *Мгц*. Следовательно, обе радиостанции «пройдут» в усилитель промежуточной частоты и будут слышны в громкоговорителе.

Частота мешающей радиостанции, отстоящая от частоты «нашей» радиостанции на удвоенную промежуточную частоту, называется частотой **симметричного канала** супергетеродина (иногда говорят — «зеркального канала») в отличие от основного канала, на частоте которого работает «наша» радиостанция.

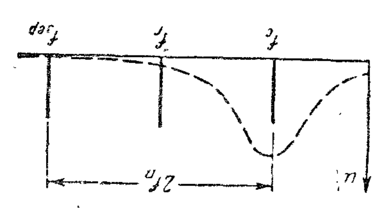


Рис. 19. Зеркальный канал супергетеродинного приемника.

Чтобы избавиться от приема «симметричной» радиостанции (симметричной помехи), надо между антенной и входом преобразователя включить колебательный контур, настроенный на частоту «нашей» радиостанции (рис. 19). Тогда сигнал «симметричной» радиостанции будет значительно ослаблен. Чем больше добротность контура, включенного на входе преобразователя, т. е. чем уже его резонансная характеристика, тем значительнее ослабление сигналов по симметричному каналу.

В хороших приемниках ослабление по симметричному каналу должно быть значительным; например, приемник высшего класса должен обеспечивать ослабление по этому каналу в 20 раз (26 *дб*). Такую избирательность в отношении симметричной помехи можно достигнуть только в том случае, если на входе преобразователя установлен контур высокой добротности. В некоторых случаях один контур не может обеспечить необходимую избирательность и приходится устанавливать два контура, настраиваемых на частоту принимаемого сигнала; один — так называемый входной контур — в цепи сетки лампы усилителя высокой частоты (усилитель работает на частоте принимаемого сигнала), другой — на входе преобразователя. Естественно, что в коротковолновом диапазоне труднее обеспечить высокую избирательность по симметричному каналу, чем в средневолновом, а тем более — в длинноволновом диапазоне, так как полоса пропускания контура тем шире, чем выше его резонансная частота.

Однако надо указать, что усилитель высокой частоты включают в схему приемника не только ради обеспечения хорошей избирательности по симметричному каналу. Если чувствительность приемника будет определяться только усилением по промежуточной частоте, то усилитель промежуточной частоты высокочувствительных приемников пришлось бы делать с очень большим усилением. А это привело бы к неустойчивой его работе: усилитель с большим числом каскадов легко самовозбуждается. Поэтому с точки зрения устойчивости работы желательно разделить усиление приемника между усилителем промежуточной частоты и усилителем высокой (принимаемой) частоты.

Но дело не только в этом. Преобразователь частоты обладает повышенным уровнем внутренних шумов по сравнению с усилительными каскадами, так как в преобразователе в создании шумов участвуют электронные потоки смесителя и гетеродина. При приеме слабых сигналов уровень внутренних шумов может оказаться соизмеримым с уровнем сигнала принимаемой радиостанции, и прием будет очень затруднен, а прием сигналов, уровень которых меньше уровня шумов, вообще невозможен. И тут не поможет усилитель промежуточной частоты — ведь он одновременно будет усиливать и полезный сигнал, и шумы преобразователя. Поэтому, как бы мы ни увеличивали усиление по промежуточной частоте, чувствительность приемника практически не увеличится, хотя при отсутствии шумов он становился бы более чувствительным.

Чтобы увеличить фактическую (реальную) чувствительность приемника, определяемую с учетом влияния шумов, надо увеличить уровень принимаемого сигнала по сравнению с уровнем шумов преобразователя. А это может сделать только усилитель высокой частоты, включенный до преобразователя.* Конечно, усилитель высокой частоты тоже «шумит», но уровень его шумов значительно меньше, чем у преобразователя.

Итак, мы насчитали уже два недостатка супергетеродинного приемника, связанных с наличием преобразователя частоты: появление симметричного канала и шумы преобразователя. И то и другое весьма влияет на качество воспроизведения радиопередачи. Но преобразователь обладает еще одним существенным недостатком — наличием «свистов». Как они образуются, я сейчас объясню.

Сначала рассмотрим самый простой случай: имеется сигнал мешающей радиостанции, работающей на частоте, близкой к промежуточной частоте приемника, например, на частоте 460 *кгц* (при промежуточной частоте приемника 465 *кгц*). В этом случае получается следующее: в канале промежуточной частоты одновременно присутствуют колебания двух частот — частоты 465 *кгц*, образованные нормальным преобразованием сигнала принимаемой радиостанции, и колебания с частотой 460 *кгц*, возникшие в результате проникновения на вход преобразователя сигнала мешающей радиостанции. Эти два колебания пройдут тракт усиления промежуточной частоты и попадут на вход детектора. Так как детектор представляет собой тоже преобразователь (вспомните, что мы говорили на стр. 21), то на его выходе появятся не только детектированные сигналы обеих радиостанций (принимаемой, на частоту которой приемник настроен, и мешающей, работающей на частоте 460 *кгц*), но и биения, образованные разностью между промежуточной частотой «полезной» радиостанции 465 *кгц* и несущей частотой мешающей радиостанции 460 *кгц*. Эта разность составляет $465—460=5$ *кгц*, т. е. она лежит в пределах звукового диапазона и будет восприниматься слушателем как свист высокого тона.

Очень важно, что высота этого тона будет изменяться при незначительной перестройке приемника. В самом деле, предположите, что вы слегка изменили настройку приемника, т. е. незначительно изменили частоту гетеродина, например на 3 *кгц* — с частоты 1 965 *кгц* до частоты 1 962 *кгц* (принимаемая радиостанция работает на частоте 1 500 *кгц*). При частоте гетеродина 1 965 *кгц* промежуточная частота составляла: $f_г—f_c=1\,965—1\,500=465$ *кгц*. При новой частоте гетеродина 1 962 *кгц* промежуточная частота станет равной $1\,962—1\,500=462$ *кгц*. Поэтому, если раньше частота «паразитных» биений

* Кроме всего перечисленного, включение УВЧ препятствует проникновению напряжения гетеродина в антенну приемника и созданию помех соседним приемникам.

$=4{,}465-4=0{,}465$ *Мгц*, и «чужая» радиостанция, работающая на частоте 4,930 *Мгц*, также образует с колебаниями гетеродина биения промежуточной частоты $f_{c2}-f_{г}=4{,}930-4{,}465=0{,}465$ *Мгц*. Следовательно, обе радиостанции «пройдут» в усилитель промежуточной частоты и будут слышны в громкоговорителе.

Частота мешающей радиостанции, отстоящая от частоты «нашей» радиостанции на удвоенную промежуточную частоту, называется частотой **симметричного канала** супергетеродина (иногда говорят — «зеркального канала») в отличие от основного канала, на частоте которого работает «наша» радиостанция.

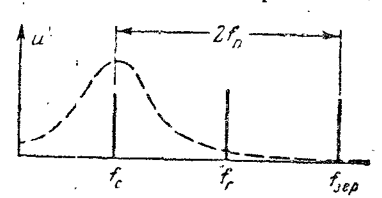


Рис. 19. Зеркальный канал супергетеродинного приемника.

Чтобы избавиться от приема «симметричной» радиостанции (симметричной помехи), надо между антенной и входом преобразователя включить колебательный контур, настроенный на частоту «нашей» радиостанции (рис. 19). Тогда сигнал «симметричной» радиостанции будет значительно ослаблен. Чем больше добротность контура, включенного на входе преобразователя, т. е. чем у́же его резонансная характеристика, тем значительнее ослабление сигналов по симметричному каналу.

В хороших приемниках ослабление по симметричному каналу должно быть значительным; например, приемник высшего класса должен обеспечивать ослабление по этому каналу в 20 раз (26 *дб*). Такую избирательность в отношении симметричной помехи можно достигнуть только в том случае, если на входе преобразователя установлен контур высокой добротности. В некоторых случаях один контур не может обеспечить необходимую избирательность и приходится устанавливать два контура, настраиваемых на частоту принимаемого сигнала; один — так называемый входной контур — в цепи сетки лампы усилителя высокой частоты (усилитель работает на частоте принимаемого сигнала), другой — на входе преобразователя. Естественно, что в коротковолновом диапазоне труднее обеспечить высокую избирательность по симметричному каналу, чем в средневолновом, а тем более — в длинноволновом диапазоне, так как полоса пропускания контура тем шире, чем выше его резонансная частота.

Однако надо указать, что усилитель высокой частоты включают в схему приемника не только ради обеспечения хорошей избирательности по симметричному каналу. Если чувствительность приемника будет определяться только усилением по промежуточной частоте, то усилитель промежуточной частоты высокочувствительных приемников пришлось бы делать с очень большим усилением. А это привело бы к неустойчивой его работе: усилитель с большим числом каскадов легко самовозбуждается. Поэтому с точки зрения устойчивости работы желательно разделить усиление приемника между усилителем промежуточной частоты и усилителем высокой (принимаемой) частоты.

Но дело не только в этом. Преобразователь частоты обладает повышенным уровнем внутренних шумов по сравнению с усилительными каскадами, так как в преобразователе в создании шумов участвуют электронные потоки смесителя и гетеродина. При приеме слабых сигналов уровень внутренних шумов может оказаться соизмеримым с уровнем сигнала принимаемой радиостанции, и прием будет очень затруднен, а прием сигналов, уровень которых меньше уровня шумов, вообще невозможен. И тут не поможет усилитель промежуточной частоты — ведь он одновременно будет усиливать и полезный сигнал, и шумы преобразователя. Поэтому, как бы мы ни увеличивали усиление по промежуточной частоте, чувствительность приемника практически не увеличится, хотя при отсутствии шумов он становился бы более чувствительным.

Чтобы увеличить фактическую (реальную) чувствительность приемника, определяемую с учетом влияния шумов, надо увеличить уровень принимаемого сигнала по сравнению с уровнем шумов преобразователя. А это может сделать только усилитель высокой частоты, включенный до преобразователя.* Конечно, усилитель высокой частоты тоже «шумит», но уровень его шумов значительно меньше, чем у преобразователя.

Итак, мы насчитали уже два недостатка супергетеродинного приемника, связанных с наличием преобразователя частоты: появление симметричного канала и шумы преобразователя. И то и другое весьма влияет на качество воспроизведения радиопередачи. Но преобразователь обладает еще одним существенным недостатком — наличием «свистов». Как они образуются, я сейчас объясню.

Сначала рассмотрим самый простой случай: имеется сигнал мешающей радиостанции, работающей на частоте, близкой к промежуточной частоте приемника, например, на частоте 460 *кгц* (при промежуточной частоте приемника 465 *кгц*). В этом случае получается следующее: в канале промежуточной частоты одновременно присутствуют колебания двух частот — частоты 465 *кгц*, образованные нормальным преобразованием сигнала принимаемой радиостанции, и колебания с частотой 460 *кгц*, возникшие в результате проникновения на вход преобразователя сигнала мешающей радиостанции. Эти два колебания пройдут тракт усиления промежуточной частоты и попадут на вход детектора. Так как детектор представляет собой тоже преобразователь (вспомните, что мы говорили на стр. 21), то на его выходе появятся не только детектированные сигналы обеих радиостанций (принимаемой, на частоту которой приемник настроен, и мешающей, работающей на частоте 460 *кгц*), но и биения, образованные разностью между промежуточной частотой «полезной» радиостанции 465 *кгц* и несущей частотой мешающей радиостанции 460 *кгц*. Эта разность составляет $465-460=5$ *кгц*, т. е. она лежит в пределах звукового диапазона и будет восприниматься слушателем как свист высокого тона.

Очень важно, что высота этого тона будет изменяться при незначительной перестройке приемника. В самом деле, предположите, что вы слегка изменили настройку приемника, т. е. незначительно изменили частоту гетеродина, например на 3 *кгц* — с частоты 1 965 *кгц* до частоты 1 962 *кгц* (принимаемая радиостанция работает на частоте 1 500 *кгц*). При частоте гетеродина 1 965 *кгц* промежуточная частота составляла: $f_г-f_c=1\,965-1\,500=465$ *кгц*. При новой частоте гетеродина 1 962 *кгц* промежуточная частота станет равной $1\,962-1\,500=462$ *кгц*. Поэтому, если раньше частота «паразитных» биений

* Кроме всего перечисленного, включение УВЧ препятствует проникновению напряжения гетеродина в антенну приемника и созданию помех соседним приемникам.

составляла 465—460=5 *кгц*, то теперь частота этих биений составит 462—460=2 *кгц*, т. е. при перестройке приемника тон свиста понизится с 5 до 2 *кгц*. Приемник будет «подсвистывать» при настройке на любую радиостанцию, что, конечно, весьма неприятно.

Бороться с таким свистом (его часто называют интерференционным) можно только путем уменьшения амплитуды сигнала мешающей радиостанции на входе преобразователя — путем включения достаточно добротных колебательных контуров, настроенных на частоту принимаемого сигнала. Словом, это тот же путь, по которому идут при борьбе с помехами симметричного канала. Правда, для

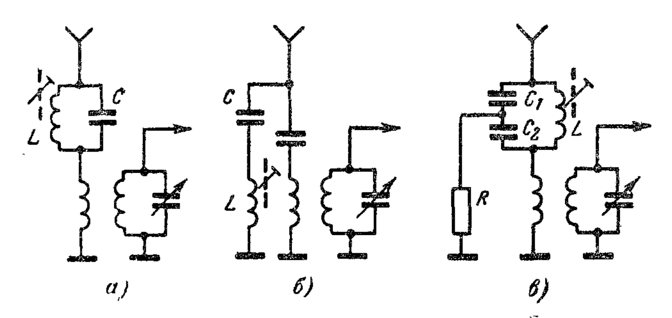


Рис. 20. Фильтры промежуточной частоты, включаемые на входе приемника.

а — заграждающий; *б* — отсасывающий; *в* — сложный заграждающий.

борьбы с помехами, частота которых близка к промежуточной частоте приемника, часто применяют специальные фильтры-пробки, включаемые на входе приемника, и настроенные либо точно на промежуточную частоту, либо на частоту помехи (если она постоянна).

Фильтр может быть собран по одной из схем, приведенных на рис. 20. В схеме на рис. 20, *а* контур *LC* настроен на промежуточную частоту, имеет на этой частоте наибольшее сопротивление, и поэтому сигналы с промежуточной частотой поступают на вход приемника значительно ослабленными.

В схеме, показанной на рис. 20, *б*, наоборот, контур *LC* на промежуточной частоте имеет наименьшее сопротивление и поэтому блокирует вход приемника по промежуточной частоте. Значительно лучшие результаты дает фильтр, схема которого показана на рис. 20, *в*. Напряжение промежуточной частоты, действующее в этой схеме на входе приемника, равно сумме напряжений на конденсаторе C_2 и резисторе *R*. На резонансной частоте фильтра, которая равна промежуточной частоте, эти напряжения противоположны по фазе. Соответствующим подбором сопротивления резистора *R* можно добиться равенства этих напряжений по абсолютной величине и тем самым полностью подавить помеху на промежуточной частоте. На частотах же, отличных от промежуточных, взаимной компенсации напряжения не происходит, и эти частоты проходят через фильтр почти без ослабления. Заметим, что чем выше добротность катушки контура, тем большее необходимо сопротивление резистора *R*. В первых двух фильтрах (рис. 20, *а* и *б*) выгодно применять контуры как можно более высокой добротности, в последнем же (рис. 20, *в*) существует оптимальная величина добротности. При добротности, большей этой оптимальной величины, полоса заграждения фильтра получается уже полосы пропускания усилителя промежуточной частоты, и помехи через такой фильтр будут проходить.

Кстати, надо заметить, что если усилитель промежуточной частоты приемника самовозбуждается, то в результате получается картина, очень напоминающая воздействие помехи с частотой, равной промежуточной частоте приемника. Действительно, в этом случае на входе детектора постоянно имеются колебания с частотой 465 *кгц*. При приеме радиостанции эти колебания будут создавать биения с колебаниями радиостанции (преобразованными в колебания промежуточной частоты), причем при перестройке приемника он будет «подсвистывать». Поэтому, если приемник «подсвистывает», то это еще не обязательно означает, что на вход преобразователя поступает сигнал помехи с частотой, равной промежуточной, — надо проверить, не самовозбуждается ли усилитель промежуточной частоты (как это сделать, я расскажу позднее).

Теперь рассмотрим другой случай возникновения интерференционных свистов. Предположите, что на частоте, равной удвоенной частоте принимаемой радиостанции ($2f_c$), работает достаточно мощная радиостанция, и ее сигнал «прорвался» через входные колебательные контуры на вход преобразователя. Что при этом произойдет?

Для большей наглядности произведем расчет. Допустим, что мы принимаем радиостанцию, работающую на частоте 931 *кгц*. В этом случае гетеродин приемника должен работать на частоте $f_г=f_с+f_п=931+465=1\,396$ *кгц*. Как мы условились, на частоте $2f_c=2\cdot 931=1\,862$ *кгц* работает мощная радиостанция. Если ее колебания попали на вход преобразователя, то на его выходе создадутся биения, частота которых $2f_c-f_г=1\,862-1\,396=466$ *кгц*. Таким образом, на входе детектора приемника появятся две «промежуточные частоты»: 465 и 466 *кгц*. В результате в громкоговорителе будет слышен свист с частотой 1 *кгц*. При этом при перестройке приемник тоже будет подсвистывать, но характер этого «подсвиста» будет иной: высота тона будет изменяться не плавно с перестройкой приемника, как это было при воздействии на вход преобразователя помехи с частотой, близкой к промежуточной, а скачком. Будет казаться, что это свистит сама принимаемая радиостанция. Происходит это потому, что таким свистом поражается вполне определенная точка шкалы, а не вообще весь диапазон, как это было выше. Действительно, предположите, что частота настройки гетеродина изменилась всего на 1 *кгц*, т. е. стала 1 395 *кгц* (а не 1 396 *кгц*). В этом случае частота биений промежуточной частоты, образованных сигналом принимаемой радиостанции, изменилась тоже только на 1 *кгц*: $f_п=f_г-f_c=1\,395-931=464$ *кгц* (вместо прежних 465 *кгц*), а частота биений, образованных сигналом радиостанции помехи с колебаниями гетеродина, изменилась уже на 18 *кгц*: $f_п=2f_c-f_г=1\,862-1\,395=447$ *кгц* ($465-447=18$ *кгц*). Во-первых, колебания с частотой 447 *кгц* уже не войдут в полосу пропускания фильтров промежуточной частоты приемника, а во-вторых, даже если из-за плохого качества этих фильтров колебания с частотой 447 *кгц* попадут на вход детектора и образуют биения с «полезной» промежуточной частотой 464 *кгц*, то частота этих биений составит 464—447=17 *кгц*, т. е. образовавшийся свист будет уже за пределом слышимости человека. Все это и будет создавать впечатление, что свистит не приемник, а принимаемая радиостанция.

Вообще, можно заранее теоретически подсчитать, какие точки шкалы должны «свистеть». Если проделать все предыдущие рассуждения для частот $3f_c$, $4f_c$, $5f_c$ и т. д. и гармоник гетеродина $2f_г$, $3f_г$ и т. д., можно получить формулу, определяющую частоты на шкале приемника, на которых должны возникать интерференционные свисты:

$$f = \frac{A \pm 1}{B - A} f_п,$$

где A и B — положительные целые числа, соответствующие гармоникам гетеродина и удвоенным, утроенным и т. д. частотам сигнала принимаемой радиостанции.

Например, интерференционный свист образуется утроенной частотой принимаемой радиостанции и второй гармоникой гетеродина:

$$f_1 = \frac{2+1}{3-2} 465 = \frac{3}{1} 465 = 1\,395 \text{ кгц};$$

$$f_2 = \frac{2-1}{3-2} 465 = \frac{1}{1} 465 = 465 \text{ кгц}.$$

Случай, когда радиостанция работает на частоте f_2=465 *кгц*, мы уже рассматривали (хотя в данном случае механизм свиста другой!). Посмотрим, действительно ли при приеме радиостанции, работающей на частоте 1 395 *кгц*, она будет «свистеть»? Итак, чтобы принять радиостанцию, работающую на частоте 1 395 *кгц*, частота гетеродина приемника должна быть $f_г=f_c+f_п$=1 395+465=1 860 *кгц*. Вторая гармоника гетеродина равна 2·1 860=3 720 *кгц*. Утроенная частота принимаемой радиостанции составляет 3·1 395=4 185 *кгц*. Если на этой частоте работает радиостанция, то ее колебания создадут со второй гармоникой гетеродина биения с частотой 4 185—3 720= =465 *кгц*, т. е. с промежуточной частотой приемника. Достаточно самого незначительного несовпадения «промежуточных частот» принимаемой радиостанции, работающей на частоте 1 395 *кгц*, и радиостанции, работающей на частоте 4 185 *кгц*, как в громкоговорителе появится свист.

Замечу, что расчет интерференционных свистов надо производить только для невысоких гармоник гетеродина — не выше пятой, так как амплитуда очень высоких гармоник обычно настолько мала, что они создают чрезвычайно малые по амплитуде биения промежуточной частоты, и свист не слышен. Исходя из этих соображений, не следует выбирать большую амплитуду напряжения гетеродина на входе преобразователя и надо стараться уменьшить гармоники гетеродина путем выбора правильного режима его работы. Что же касается уменьшения амплитуды сигнала помехи с частотами $2f_c$, $3f_c$ и т. д., то здесь, как обычно, помогут лишь входные колебательные контуры — чем выше их добротность и больше их количество, тем значительнее будет ослаблена помеха.

Итак, мы рассмотрели несколько специфических супергетеродинных искажений принимаемой радиопередачи. Но я не хотел бы, чтобы у вас о супергетеродине создалось впечатление, как о бесконечном источнике помех и искажений. Прошу вас поверить, что супергетеродин — это наиболее современный и совершенный радиоприемник, однако он требует очень точной и правильной настройки, тщательного налаживания всех блоков. В известной степени я нарочно стараюсь как можно больше обратить ваше внимание на возможные в супергетеродинном приемнике искажения радиопередачи, так как хорошее понимание причин появления искажений позволит вам хорошо наладить ваш приемник. И вот теперь мы перейдем к чрезвычайно важному вопросу сопряжения настроек в супергетеродине.

ЦЕНА ПОГРЕШНОСТИ

Как вы помните, при перестройке супергетеродинного приемника надо одновременно перестраивать контур гетеродина и контуры на входе приемника, т. е. конденсаторы настройки этих контуров должны быть объединены на одной оси.

Входной контур должен быть настроен на частоту $f_{вх}$ принимаемого сигнала ($f_{вх}=f_c$), а гетеродинный — на частоту входного плюс значение промежуточной частоты: $f_г=f_{вх}+f_п$. При повороте ручки блока конденсаторов настройки одновременно будут перестраиваться и гетеродинный, и входной контуры. Естественно, что при перестройке разность настроек контуров $f_г—f_{вх}=f_п$ не должна изменяться, т. е. перестройка контуров должна происходить так, как показано на рис. 21.

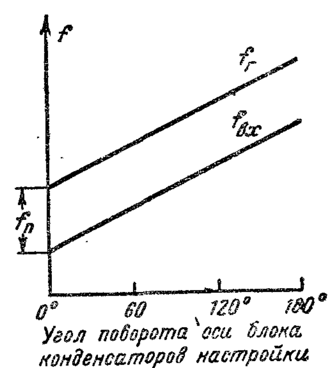


Рис. 21. Идеальная форма изменения частоты настройки гетеродинного и входного контуров.

Но в действительности этого не произойдет. Конечно, если бы контуры были настроены на одну и ту же частоту, то они перестраивались бы совершенно одинаково. Но они настроены на разные частоты, и это приводит к тому, что перестройка их при одном и том же угле поворота конденсаторов настройки происходит неодинаково. Причина этого в том, что на более высокой частоте контур как бы «чувствительнее» к изменению емкости. Чтобы подтвердить это, проделаем маленький расчет. Так как в процессе настройки приемника изменяется только емкость конденсатора контура от $C_{мин}$ до $C_{макс}$, а индуктивность и прочие параметры контура остаются неизменными, то, приняв $C_{мин}$=10 *пф*, а $C_{макс}$=490 *пф*, можно написать

$$n = \frac{f_{макс}}{f_{мин}} = \frac{\sqrt{C_{макс}}}{\sqrt{C_{мин}}} = \frac{\sqrt{490}}{\sqrt{10}} = \sqrt{49} = 7.$$

Отношение $n=f_{макс}/f_{мин}$ носит название перекрытия по частоте и в нашем случае равно 7. Поэтому если частота $f_{макс}$=1 500 *кгц* (средневолновый диапазон), то частота

$$f_{мин} = \frac{f_{макс}}{n} = \frac{1\,500}{7} \approx 214 \text{ кгц}.$$

Следовательно, изменение емкости на 480 *пф* на средневолновом диапазоне вызывает изменение настройки контура на 1 286 *кгц*. Если же принять $f_{\text{макс}}=15\,000$ *кгц* (коротковолновый диапазон), то при том же изменении емкости на 480 *пф* минимальная частота контура

$$f_{\text{мин}}=\frac{f_{\text{макс}}}{n}=\frac{15\,000}{7}\approx 2\,140 \text{ кгц},$$

т. е. изменение частоты настройки контура составляет уже 12 860 *кгц*. В 10 раз больше!

По условию частота гетеродинного контура супергетеродинного приемника почти на 500 *кгц* выше частоты настройки входного высокочастотного контура: $f_г=f_{вх}+f_п$. Следовательно, при одном и том же изменении емкости частота настройки гетеродинного контура изменяется более значительно, чем частота настройки входного контура. Поэтому если в середине диапазона соответствующим подбором индуктивностей настроить оба контура таким образом, чтобы было выдержано соотношение $f_г—f_{вх}=f_п$, то на низкочастотном конце диапазона частота гетеродина приблизится к частоте настройки входного контура, а на высокочастотном конце частота гетеродина, наоборот, отодвинется от частоты настройки входного контура (рис. 22).

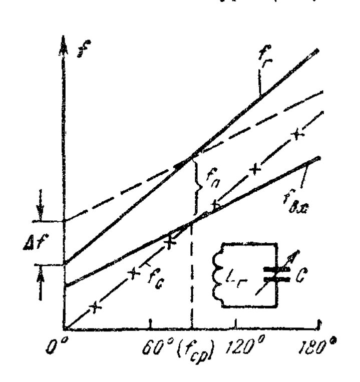


Рис. 22. Сопряжение настроек гетеродина и входного контура осуществляется только в одной точке диапазона — на частоте $f_{ср}$ (в этой точке $f_г—f_{вх}=f_п$).

Как вы помните, приемник будет принимать без искажений данную радиостанцию, работающую на частоте $f_с$, только в том случае, если частота гетеродина $f_г$ выше частоты радиостанции на промежуточную частоту $f_п$. Естественно, что это условие должно выполняться в любых точках диапазона. При этом входной контур должен быть настроен точно на частоту радиостанции: $f_{вх}=f_с$.

Однако вот этого-то не получается. Вернемся к рис. 22. Если бы при перестройке приемника по диапазону частота гетеродинного контура изменялась так, как показано на этом рисунке штриховой линией, т. е. в точности следовала за изменением частоты настройки входного контура, то все было бы в порядке: входной контур всегда был бы настроен на частоту принимаемой радиостанции ($f_{вх}=f_с$), а гетеродинный — на частоту $f_г$, которая на $f_п$ выше частоты $f_с$. Но, как мы выяснили, частота гетеродинного контура изменяется иначе, чем частота настройки входного контура: если на средней частоте диапазона $f_{ср}$ мы настроили контуры таким образом, что выдержано соотношение $f_г—f_{вх}=f_п$ (причем $f_{вх}=f_с$), то на краях диапазона это соотношение нарушается.

Конечно, приемник и в этом случае будет принимать сигналы радиостанции, работающей на частоте $f_с$, так как колебания гетеродина образуют с сигналом радиостанции биения промежуточной частоты — ведь соотношение $f_г—f_с=f_п$ выдержано! Не путайте, пожалуйста, частоту принимаемой радиостанции $f_с$ и частоту настройки входного контура $f_{вх}$. Соотношение $f_г—f_с=f_п$ — это, так сказать, обязательное условие для приема данной радиостанции, работающей на частоте $f_с$. А вот соотношение $f_г—f_{вх}=f_п$ — это желательное условие, но прием радиостанции, работающей на частоте $f_с$, возможен и в случае несоблюдения этого условия, т. е. когда частота настройки входного контура $f_{вх}$ не равна частоте принимаемой радиостанции $f_с$.

При перестройке приемника по диапазону частота гетеродина изменяется по прямой $f_г$ (см. рис. 22). Если на графике для каждого значения частоты гетеродина $f_г$ указать частоты, на которых возможен прием радиостанции, то они расположатся по прямой $f_с$. Как видите, эта прямая пересечет прямую, характеризующую настройку входного контура $f_{вх}$, только в одной точке в середине диапазона. Только в этой точке диапазона входной контур будет точно настроен на частоту принимаемой радиостанции $f_с$, т. е. соотношения $f_г—f_с=f_п$ и $f_г—f_{вх}=f_п$ будут соблюдены одновременно. Во всех же остальных точках диапазона входной контур окажется расстроенным относительно частоты принимаемой радиостанции.

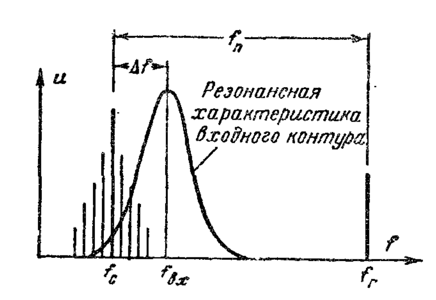


Рис. 23. Погрешность сопряжения Δf настроек гетеродинного и входного контуров приводит к тому, что входной контур подавляет сигнал принимаемой радиостанции.

Интересно рассмотреть, что при этом произойдет. Возьмем для примера низкочастотный конец диапазона. Здесь частота настройки входного контура приблизилась к частоте настройки гетеродинного контура, и разность между частотами их настроек стала меньше $f_п$. Так как частота, на которой супергетеродинный приемник может принять радиостанцию, обязательно должна быть на $f_п$ ниже частоты гетеродина, то приемник при данной настройке гетеродина будет принимать радиостанцию на частоте $f_с$ (рис. 23). Но поскольку частота настройки входного контура приблизилась к частоте гетеродина, то входной контур окажется расстроенным относительно частоты $f_с$ на величину Δf. Конечно, приемник все равно будет принимать радиостанцию на частоте $f_с$, но ее сигнал будет очень ослаблен и искажен входным контуром. Если же расстройка Δf очень велика (что имеет место на краю диапазона), а входной контур обладает высокой добротностью, то он настолько подавит сигнал радиостанции, что прием на частоте $f_с$ будет вообще невозможен. На высокочастотном конце диапазона, на котором частота настройки входного контура отодвинется от частоты гетеродина на величину, бо́льшую $f_п$, картина такая же, но расстройка Δf имеет иной знак.

Итак, перед нами задача: заставить настройку входного контура в точности следовать за настройкой гетеродинного контура, чтобы разность между частотами их настроек всегда составляла $f_п$. Впрочем лучше сформулировать эту задачу несколько иначе: заставить

Следовательно, изменение емкости на 480 *пф* на средневолновом диапазоне вызывает изменение настройки контура на 1 286 *кгц*. Если же принять $f_{макс}=15\,000$ *кгц* (коротковолновый диапазон), то при том же изменении емкости на 480 *пф* минимальная частота контура

$$f_{мин}=\frac{f_{макс}}{n}=\frac{15\,000}{7}\approx 2\,140\ кгц,$$

т. е. изменение частоты настройки контура составляет уже 12 860 *кгц*. В 10 раз больше!

По условию частота гетеродинного контура супергетеродинного приемника почти на 500 *кгц* выше частоты настройки входного высокочастотного контура: $f_г=f_{вх}+f_п$. Следовательно, при одном и том же изменении емкости частота настройки гетеродинного контура изменяется более значительно, чем частота настройки входного контура. Поэтому если в середине диапазона соответствующим подбором индуктивностей настроить оба контура таким образом, чтобы было выдержано соотношение $f_г-f_{вх}=f_п$, то на низкочастотном конце диапазона частота гетеродина приблизится к частоте настройки входного контура, а на высокочастотном конце частота гетеродина, наоборот, отодвинется от частоты настройки входного контура (рис. 22).

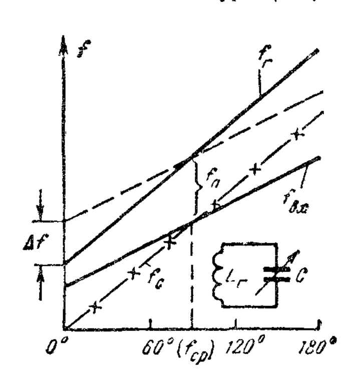


Рис. 22. Сопряжение настроек гетеродина и входного контура осуществляется только в одной точке диапазона — на частоте $f_{ср}$ (в этой точке $f_г-f_{вх}=f_п$).

Как вы помните, приемник будет принимать без искажений данную радиостанцию, работающую на частоте f_c, только в том случае, если частота гетеродина $f_г$ выше частоты радиостанции на промежуточную частоту $f_п$. Естественно, что это условие должно выполняться в любых точках диапазона. При этом входной контур должен быть настроен точно на частоту радиостанции: $f_{вх}=f_c$.

Однако вот этого-то не получается. Вернемся к рис. 22. Если бы при перестройке приемника по диапазону частота гетеродинного контура изменялась так, как показано на этом рисунке штриховой линией, т. е. в точности следовала за изменением частоты настройки входного контура, то все было бы в порядке: входной контур всегда был бы настроен на частоту принимаемой радиостанции ($f_{вх}=f_c$), а гетеродинный — на частоту $f_г$, которая на $f_п$ выше частоты f_c. Но, как мы выяснили, частота гетеродинного контура изменяется иначе, чем частота настройки входного контура: если на средней частоте диапазона $f_{ср}$ мы настроили контуры таким образом, что выдержано соотношение $f_г-f_{вх}=f_п$ (причем $f_{вх}=f_c$), то на краях диапазона это соотношение нарушается.

Конечно, приемник и в этом случае будет принимать сигналы радиостанции, работающей на частоте f_c, так как колебания гетеродина образуют с сигналом радиостанции биения промежуточной частоты — ведь соотношение $f_г-f_c=f_п$ выдержано! Не путайте, пожалуйста, частоту принимаемой радиостанции f_c и частоту настройки входного контура $f_{вх}$. Соотношение $f_г-f_c=f_п$ — это, так сказать, обязательное условие для приема данной радиостанции, работающей на частоте f_c. А вот соотношение $f_г-f_{вх}=f_п$ — это желательное условие, но прием радиостанции, работающей на частоте f_c, возможен и в случае несоблюдения этого условия, т. е. когда частота настройки входного контура $f_{вх}$ не равна частоте принимаемой радиостанции f_c.

При перестройке приемника по диапазону частота гетеродина изменяется по прямой $f_г$ (см. рис. 22). Если на графике для каждого значения частоты гетеродина $f_г$ указать частоты, на которых возможен прием радиостанции, то они расположатся по прямой f_c. Как видите, эта прямая пересечет прямую, характеризующую настройку входного контура $f_{вх}$, только в одной точке в середине диапазона. Только в этой точке диапазона входной контур будет точно настроен на частоту принимаемой радиостанции f_c, т. е. соотношения $f_г-f_c=f_п$ и $f_г-f_{вх}=f_п$ будут соблюдены одновременно. Во всех же остальных точках диапазона входной контур окажется расстроенным относительно частоты принимаемой радиостанции.

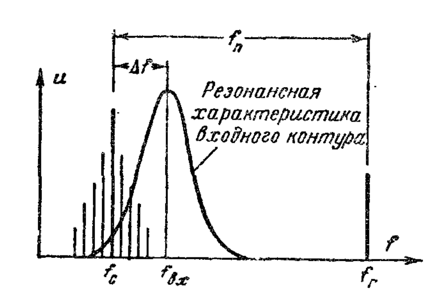


Рис. 23. Погрешность сопряжения Δf настроек гетеродинного и входного контуров приводит к тому, что входной контур подавляет сигнал принимаемой радиостанции.

Интересно рассмотреть, что при этом произойдет. Возьмем для примера низкочастотный конец диапазона. Здесь частота настройки входного контура приблизилась к частоте настройки гетеродинного контура, и разность между частотами их настроек стала меньше $f_п$. Так как частота, на которой супергетеродинный приемник может принять радиостанцию, обязательно должна быть на $f_п$ ниже частоты гетеродина, то приемник при данной настройке гетеродина будет принимать радиостанцию на частоте f_c (рис. 23). Но поскольку частота настройки входного контура приблизилась к частоте гетеродина, то входной контур окажется расстроенным относительно частоты f_c на величину Δf. Конечно, приемник все равно будет принимать радиостанцию на частоте f_c, но ее сигнал будет очень ослаблен и искажен входным контуром. Если же расстройка Δf очень велика (что имеет место на краю диапазона), а входной контур обладает высокой добротностью, то он настолько подавит сигнал радиостанции, что прием на частоте f_c будет вообще невозможен. На высокочастотном конце диапазона, на котором частота настройки входного контура отодвинется от частоты гетеродина на величину, бóльшую $f_п$, картина такая же, но расстройка Δf имеет иной знак.

Итак, перед нами задача: заставить настройку входного контура в точности следовать за настройкой гетеродинного контура, чтобы разность между частотами их настроек всегда составляла $f_п$. Впрочем лучше сформулировать эту задачу несколько иначе: заставить

настройку гетеродинного контура следовать за настройкой входного контура, чтобы разность между ними всегда составляла $f_п$. Не правда ли, это одно и то же, но технически «привязать» настройку гетеродинного контура к настройке входных контуров легче, хотя бы потому, что гетеродинный контур в приемнике один, а контуров, настраиваемых на частоту сигнала, может быть несколько. Эта «привязка» называется сопряжением контуров.

Начнем с того, что осуществим сопряжение настроек этих контуров на низкочастотном конце диапазона. Для этого установим блок

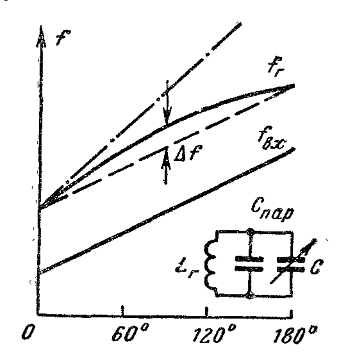


Рис. 24. Включение в гетеродинный контур конденсатора $C_{пар}$ уменьшает интенсивность изменения частоты настройки контура и позволяет получить сопряжение настроек в двух точках диапазона.

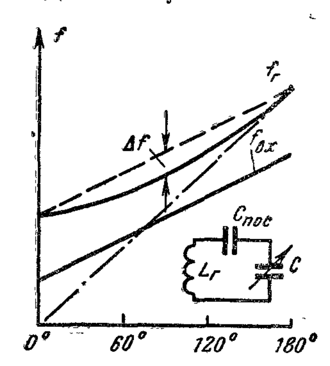


Рис. 25. Включение в гетеродинный контур конденсатора $C_{пос}$ тоже позволяет получить сопряжение настроек в двух точках диапазона.

конденсаторов настройки в положение максимальной емкости и настроим гетеродинный контур с помощью катушки индуктивности (изменением числа витков катушки или изменением положения сердечника) таким образом, чтобы частота гетеродина была выше частоты настройки входного контура точно на $f_п$. Далее начнем поворачивать ручку настройки приемника, уменьшая емкость блока конденсаторов, т. е. будем настраиваться на более высокую частоту диапазона. При этом частота настройки гетеродинного контура будет возрастать быстрее (штрих-пунктирная линия на рис. 24), чем частота входного контура.

Как вы думаете, что надо сделать, чтобы частота гетеродинного контура возрастала не столь быстро? Надо уменьшить скорость изменения емкости конденсатора настройки контура гетеродина, а для этого следует включить параллельно ему конденсатор с небольшой постоянной емкостью $C_{пар}$ и соответственно так изменить индуктивность контура гетеродина $L_г$, чтобы подключение $C_{пар}$ не привело бы к изменению сопряжения на низкочастотном (длинноволновом) конце диапазона. Тогда по мере уменьшения емкости конденсатора настройки влияние этого параллельного конденсатора начнет сказываться все сильнее, и в результате рост частоты гетеродина замедлится. Можно так подобрать емкость конденсатора $C_{пар}$, что и на высокочастотном конце диапазона произойдет точное сопряжение. Таким образом, с помощью конденсатора $C_{пар}$ мы получим точное сопряжение уже в двух точках диапазона. Наибольшая погрешность сопряжения Δf в этом случае будет в середине диапазона, но по абсолютной величине она значительно меньше погрешности, показанной на рис. 22.

Но возможен и другой способ сопряжения в двух точках диапазона: включить в гетеродинный контур последовательный конденсатор $C_{пос}$ (рис. 25). При таком способе сопряжения вначале установим блок конденсаторов настройки в положение минимальной емкости (на высокочастотном конце диапазона) и регулировкой индуктивности настроим контур гетеродина на частоту точного сопряжения. Затем будем вводить пластины конденсаторов блока настройки. Если бы не было конденсаторов $C_{пос}$, то изменение частоты гетеродина происходило бы так, как показано штрих-пунктирной линией на рис. 25. Но наличие конденсатора $C_{пос}$ уменьшает общую емкость контура гетеродина (если два конденсатора включены последовательно, то их общая емкость будет меньше емкости меньшего из них). Поэтому по мере увеличения емкости конденсатора настройки C влияние конденсатора $C_{пос}$ начнет сказываться все значительнее, и частота гетеродина не будет уменьшаться так интенсивно, как без этого конденсатора. Можно так подобрать величину емкости конденсаторов $C_{пос}$, что на низкочастотном конце диапазона будет также точное сопряжение настроек гетеродинного и входного контуров. Обратите внимание, что знак погрешности сопряжения Δf при этом иной, нежели при сопряжении с помощью конденсатора $C_{пар}$, т. е. при сопряжении с помощью конденсатора $C_{пар}$ фактическая промежуточная частота превышает номинальное значение $f_п$, а при сопряжении с помощью конденсатора $C_{пос}$, наоборот, меньше номинального значения $f_п$.

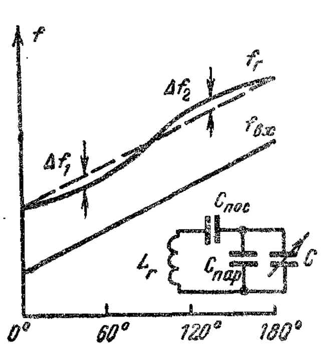


Рис. 26. Включение в гетеродинный контур конденсаторов $C_{пос}$ и $C_{пар}$ позволяет получить S-образную кривую сопряжения с минимальными погрешностями Δf.

Однако если объединить оба способа сопряжения — включить в гетеродинный контур оба конденсатора $C_{пар}$ и $C_{пос}$, то можно получить значительно лучшие результаты. В этом случае будет получено сопряжение в трех точках диапазона: в середине с помощью соответствующего выбора индуктивности $L_г$ (подбор ее производят при среднем положении ротора конденсатора настройки C, когда приемник настроен на среднюю частоту диапазона), на низкочастотном конце диапазона с помощью конденсатора $C_{пос}$ и на высокочастотном конце с помощью конденсатора $C_{пар}$ (рис. 26). Кривая сопряжения при этом имеет S-образную форму с максимумами погрешности сопряжения Δf_1 и Δf_2 по обе стороны от средней точки точного сопря-

настройку гетеродинного контура следовать за настройкой входного контура, чтобы разность между ними всегда составляла $f_п$. Не правда ли, это одно и то же, но технически «привязать» настройку гетеродинного контура к настройке входных контуров легче, хотя бы потому, что гетеродинный контур в приемнике один, а контуров, настраиваемых на частоту сигнала, может быть несколько. Эта «привязка» называется сопряжением контуров.

Начнем с того, что осуществим сопряжение настроек этих контуров на низкочастотном конце диапазона. Для этого установим блок

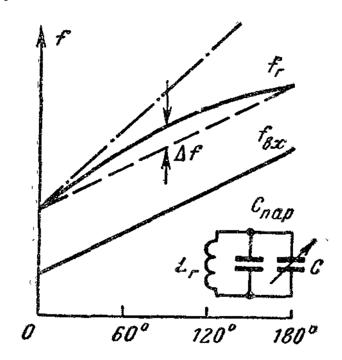


Рис. 24. Включение в гетеродинный контур конденсатора $C_{пар}$ уменьшает интенсивность изменения частоты настройки контура и позволяет получить сопряжение настроек в двух точках диапазона.

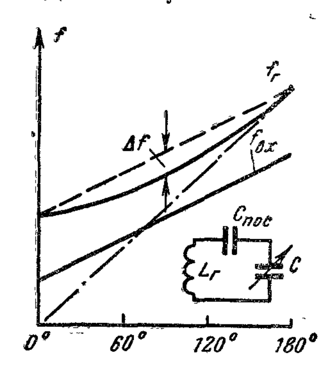


Рис. 25. Включение в гетеродинный контур конденсатора $C_{пос}$ тоже позволяет получить сопряжение настроек в двух точках диапазона.

конденсаторов настройки в положение максимальной емкости и настроим гетеродинный контур с помощью катушки индуктивности (изменением числа витков катушки или изменением положения сердечника) таким образом, чтобы частота гетеродина была выше частоты настройки входного контура точно на $f_п$. Далее начнем поворачивать ручку настройки приемника, уменьшая емкость блока конденсаторов, т. е. будем настраиваться на более высокую частоту диапазона. При этом частота настройки гетеродинного контура будет возрастать быстрее (штрих-пунктирная линия на рис. 24), чем частота входного контура.

Как вы думаете, что надо сделать, чтобы частота гетеродинного контура возрастала не столь быстро? Надо уменьшить скорость изменения емкости конденсатора настройки контура гетеродина, а для этого следует включить параллельно ему конденсатор с небольшой постоянной емкостью $C_{пар}$ и соответственно так изменить индуктивность контура гетеродина $L_г$, чтобы подключение $C_{пар}$ не привело бы к изменению сопряжения на низкочастотном (длинноволновом) конце диапазона. Тогда по мере уменьшения емкости конденсатора настройки влияние этого параллельного конденсатора начнет сказываться все сильнее, и в результате рост частоты гетеродина замедлится. Можно так подобрать емкость конденсатора $C_{пар}$, что и на высокочастотном конце диапазона произойдет точное сопряжение. Таким образом, с помощью конденсатора $C_{пар}$ мы получим точное сопряжение уже в двух точках диапазона. Наибольшая погрешность сопряжения Δf в этом случае будет в середине диапазона, но по абсолютной величине она значительно меньше погрешности, показанной на рис. 22.

Но возможен и другой способ сопряжения в двух точках диапазона: включить в гетеродинный контур последовательный конденсатор $C_{пос}$ (рис. 25). При таком способе сопряжения вначале установим блок конденсаторов настройки в положение минимальной емкости (на высокочастотном конце диапазона) и регулировкой индуктивности настроим контур гетеродина на частоту точного сопряжения. Затем будем вводить пластины конденсаторов блока настройки. Если бы не было конденсаторов $C_{пос}$, то изменение частоты гетеродина происходило бы так, как показано штрих-пунктирной линией на рис. 25. Но наличие конденсатора $C_{пос}$ уменьшает общую емкость контура гетеродина (если два конденсатора включены последовательно, то их общая емкость будет меньше емкости меньшего из них). Поэтому по мере увеличения емкости конденсатора настройки C влияние конденсатора $C_{пос}$ начнет сказываться все значительнее, и частота гетеродина не будет уменьшаться так интенсивно, как без этого конденсатора. Можно так подобрать величину емкости конденсаторов $C_{пос}$, что на низкочастотном конце диапазона будет также точное сопряжение настроек гетеродинного и входного контуров. Обратите внимание, что знак погрешности сопряжения Δf при этом иной, нежели при сопряжении с помощью конденсатора $C_{пар}$, т. е. при сопряжении с помощью конденсатора $C_{пар}$ фактическая промежуточная частота превышает номинальное значение $f_п$, а при сопряжении с помощью конденсатора $C_{пос}$, наоборот, меньше номинального значения $f_п$.

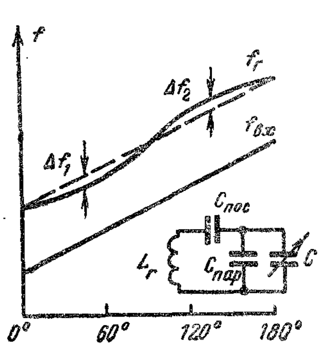


Рис. 26. Включение в гетеродинный контур конденсаторов $C_{пос}$ и $C_{пар}$ позволяет получить S-образную кривую сопряжения с минимальными погрешностями Δf.

Однако если объединить оба способа сопряжения — включить в гетеродинный контур оба конденсатора $C_{пар}$ и $C_{пос}$, то можно получить значительно лучшие результаты. В этом случае будет получено сопряжение в трех точках диапазона: в середине с помощью соответствующего выбора индуктивности $L_г$ (подбор ее производят при среднем положении ротора конденсатора настройки C, когда приемник настроен на среднюю частоту диапазона), на низкочастотном конце диапазона с помощью конденсатора $C_{пос}$ и на высокочастотном конце с помощью конденсатора $C_{пар}$ (рис. 26). Кривая сопряжения при этом имеет S-образную форму с максимумами погрешности сопряжения Δf_1 и Δf_2 по обе стороны от средней точки точного сопря-

жения. Абсолютные же значения погрешности сопряжения Δf в этом случае еще меньше, чем при сопряжении в двух точках.

Однако мы пока занимались, так сказать, общеобразовательными вопросами — вспоминали основы супергетеродинного приема. Давайте теперь посмотрим на вопросы сопряжения настроек с точки зрения появления искажений радиопередачи. Очевидно, что в точках точного сопряжения никаких искажений не возникает: частота настройки входных контуров $f_{вх}$ точно соответствует несущей частоте принимаемой радиостанции f_c, и если полоса пропускания входных контуров достаточна, чтобы пропустить на вход преобразователя все составляющие спектра радиостанции, то все в порядке. А как обстоят дела в тех точках диапазона, в которых нет точного сопряжения? О, здесь имеются весьма благоприятные возможности для появления искажений и снижения чувствительности приемника! Впрочем, если не соблюдены определенные условия.

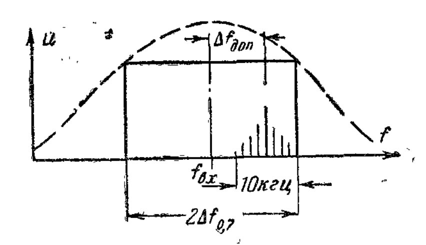


Рис. 27. Допустимой погрешностью сопряжения $\Delta f_{доп}$ является такая погрешность, при которой спектр принимаемого сигнала не выходит за пределы полосы пропускания входного контура.

На первый взгляд может показаться, что вообще нельзя допускать никакой погрешности сопряжения. Ведь мы неоднократно говорили, что входной контур в любой точке диапазона должен быть точно настроен на частоту сигнала принимаемой радиостанции. В принципе это действительно так, но не надо забывать, что входной контур имеет определенную полосу пропускания, причем она зависит как от добротности контура, так и от частоты, на которой он работает. Например, на коротковолновом диапазоне и при невысокой добротности входного контура его полоса пропускания составляет около 100 *кгц*. Естественно, что расстройка Δf резонансной частоты $f_{вх}$ входного контура относительно частоты принимаемой радиостанции f_c будет сказываться только в том случае, если частота f_c выйдет за пределы полосы пропускания входного контура, т. е. когда Δf больше половины полосы пропускания $2\,\Delta f_{0,7}$ входного контура.

Вспомните, что для неискаженного звучания радиопередачи приемник должен равномерно усиливать весь спектр частот, излучаемых радиостанцией. Ширина этого спектра радиовещательной станции равна 10 *кгц*. Посмотрите теперь на рис. 27. На нем изображена частотная характеристика входного контура в пределах полосы пропускания на уровне 0,7. Естественно, что если спектр боковых частот радиостанции не выйдет за пределы полосы пропускания входного контура $2\,\Delta f_{0,7}$, то вреда от расстройки резонансной частоты входного контура относительно частоты f_c не будет. Очевидно, что допустимая (предельная) расстройка $\Delta f_{доп}$ не должна превышать величины

$$\Delta f_{доп} = \frac{2\Delta f_{0,7}}{2} - \frac{10}{2} = \Delta f_{0,7} - 5 \text{ кгц}.$$

Мы уже говорили, что полоса пропускания входного контура при перестройке приемника по диапазону не остается одинаковой, так как она зависит от частоты, и, как вы помните, на уровне 0,7 полоса пропускания контура выражается формулой

$$2\Delta f_{0,7} = \frac{f_{рез}}{Q}.$$

При перестройке приемника по диапазону резонансная частота контура $f_{рез}$ изменяется в n раз (n — перекрытие по частоте). А добротность контура Q почти не изменяется. Поэтому, как можно заключить из формулы, полоса пропускания контура на высокочастотном конце диапазона примерно в n раз шире, чем на низкочастотном. Подсчитаем, как изменяется полоса пропускания входных контуров стандартных радиовещательных диапазонов при следующих значениях добротности $Q_{дл}=12$, $Q_{ср}=25$, $Q_{кор}=100$. Например, полоса пропускания в начале, середине и конце длинноволнового диапазона будет равна:

$$2\Delta f_{0,7} = \frac{f_{рез}}{Q_{дл}} = \frac{f_{мин}}{Q_{дл}} = \frac{150}{12} = 12{,}5 \text{ кгц};$$

$$\frac{f_{мин} + f_{макс}}{2Q_{дл}} = \frac{150 + 408}{2 \cdot 12} = 25{,}4 \text{ кгц};$$

$$\frac{f_{макс}}{Q_{дл}} = \frac{408}{12} = 34 \text{ кгц}.$$

Как видите, коэффициент перекрытия диапазона $n=408/150=2{,}72$, и точно во столько же раз полоса пропускания на высокочастотном конце диапазона шире полосы пропускания на низкочастотном конце ($12{,}5 \cdot 2{,}72=34$ *кгц*).

Теперь подсчитаем, как же изменяется по диапазону допустимая величина погрешности сопряжения $\Delta f_{доп}$:

$$\Delta f_{доп} = \frac{2\Delta f_{0,7}}{2} - \frac{10}{2} = \frac{12{,}5}{2} - 5 = 1{,}25 \text{ кгц};$$

$$\frac{25{,}4}{2} - 5 = 7{,}7 \text{ кгц};$$

$$\frac{34}{2} - 5 = 12 \text{ кгц}.$$

Проведем такие же подсчеты для средневолнового и коротковолнового диапазонов и результаты запишем в табл. 2.

Произведем анализ этой таблицы. Если полоса пропускания контуров изменяется в среднем в 3 раза (коэффициент n всех диапазонов почти равен 3), то допустимая погрешность сопряжения меняется более значительно. Причем интересно, что в начале диапазона (от низкочастотного конца до середины) она изменяется интенсивнее, чем в конце. Действительно, в длинноволновом диапазоне при изменении частоты от 150 до 279 *кгц* полоса пропускания изменяется в 25,4 : 12,5=2,03 раза, а допустимая величина погрешности сопряжения в 7,7 : 1,25=6,16 раза. В то же время на высокочастотном конце этого диапазона при изменении частоты от 279 до 408 *кгц* полоса про-

Таблица 2

Диапазон	Частота, кгц	Полоса пропускания контура $2\Delta f_{0,7}$, кгц	Допустимая погрешность сопряжения $\Delta f_{доп}$, кгц
ДВ	150 279 408	12,5 25,4 34	1,25 7,7 12
СВ	525 1 065 1 605	21 42,6 64,2	5,05 16,3 27,1
КВ	3 950 8 025 12 100	39,5 80,25 121	14,75 35,12 55,5

пускания контура изменяется в 34 : 25,4 = 1,34 раза, а допустимая величина погрешности сопряжения — в 12 : 7,7 = 1,56. Сравните: полоса

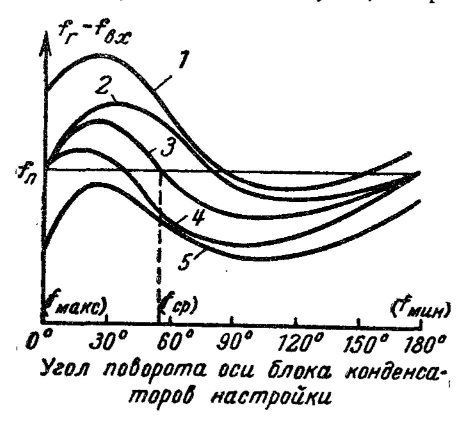


Рис. 28. Изменение формы кривой сопряжения в зависимости от значений $L_г$, $C_{пар}$ и $C_{пос}$.

пропускания — 2,03 и 1,34 раза, а допустимая величина погрешности сопряжения — 6,16 и 1,56 раза!

Из этого можно сделать очень важный вывод: не обязательно добиваться одинаково малой погрешности сопряжения на различных участках диапазона. На высокочастотном конце диапазона, где полоса пропускания входных контуров шире, можно допустить большую погрешность сопряжения, но зато уменьшить погрешность сопряжения на низкочастотном конце, где полоса пропускания входных контуров у́же.

Но разве существует зависимость между погрешностями сопряжения на высокочастотном и низкочастотном концах диапазона? Посмотрите на рис. 28. По существу это рис. 26, но по вертикальной оси отложена разность частот настроек гетеродинного и входного контуров $f_г - f_{вх}$. Поэтому промежуточная частота $f_п$ выразится на этом графике прямой линией. Кривая *3* соответствует тому случаю сопряжения, о котором мы говорили выше: крайние точки точного сопряжения совпадают с концами диапазона, а средняя точка — со средней частотой диапазона:

$$f_{ср} = \frac{f_{мин} + f_{макс}}{2}.$$

Теперь следите внимательно. Если уменьшить индуктивность гетеродинного контура, то кривая сопряжения поднимется и перейдет в кривую *1*. Погрешность сопряжения на концах диапазона станет положительной. Чтобы опустить концы кривой и добиться точного сопряжения на концах диапазона, надо увеличить емкость обоих конденсаторов (кривая *2*). И, наоборот, при увеличении индуктивности гетеродинного контура кривая *3* перейдет в кривую *5*, а затем при уменьшении сопрягающих емкостей — в кривую *4*. Крайние частоты у гетеродинного контура (кривые *2*, *3* и *4*) равны; следовательно, одинаковы и перекрытия по частоте. Таким образом, индуктивности гетеродинного контура и емкости сопрягающих конденсаторов могут быть различными, т. е. при сопряжении с помощью двух сопрягающих конденсаторов одно и то же перекрытие по частоте может быть получено при различных значениях емкостей сопрягающих конденсаторов; при этом чем больше индуктивность гетеродинного контура, тем меньше емкости сопрягающих конденсаторов и, наоборот, чем меньше индуктивность, тем больше емкости сопрягающих конденсаторов.

Как вы уже заметили, при уменьшении индуктивности гетеродинного контура точка точного сопряжения в середине диапазона перемещается к низкочастотному концу. Погрешность сопряжения в этой части диапазона уменьшается, а в высокочастотной части — увеличивается. При увеличении индуктивности, наоборот, точка точного сопряжения в середине диапазона перемещается к высокочастотному концу. Погрешность сопряжения в этой части диапазона уменьшается, а в низкочастотной — увеличивается (кривые *4* и *5*).

Наименьшая погрешность при сопряжении в трех точках (на концах диапазона и в его середине) получается в том случае, когда Δf на обеих частях диапазона примерно одинакова, т. е. при точном сопряжении на средней частоте диапазона. Если увеличить емкость конденсатора $C_{пар}$ и одновременно уменьшить емкость конденсатора $C_{пос}$, то можно значительно уменьшить погрешность сопряжения в каждой части диапазона. Тогда точное сопряжение будет уже не на концах диапазона, а на некоторых частотах $f_в$ и $f_н$ внутри диапазона. Погрешность сопряжения на концах диапазона при этом увеличится, но зато уменьшится общая погрешность сопряжения по диапазону. Таким образом, приближая частоту точного сопряжения $f_в$ или $f_н$ к соответствующему концу диапазона, можно уменьшить погрешность на конце диапазона, но погрешность внутри диапазона при этом увеличится, и наоборот.

Следовательно, надо так выбрать частоты точного сопряжения $f_н$, $f_{ср}$ и $f_в$, чтобы величина погрешности сопряжения на концах и внут-

ри диапазона не превышала допустимой, подсчитанной нами ранее (см. табл. 2) величины погрешности сопряжения $\Delta f_{доп}$. Наиболее часто рекомендуют выбирать следующие частоты точного сопряжения:

$$f_в = f_{ср} + 0,434\,(f_{макс} - f_{мин});$$

$$f_{ср} = \frac{f_{мин} + f_{макс}}{2};$$

$$f_н = f_{ср} - 0,434\,(f_{макс} - f_{мин}),$$

где $f_{мин}$ и $f_{макс}$ — граничные частоты диапазона.

Можно теоретически подсчитать и построить для выбранных частот точного сопряжения кривую сопряжения настроек. Однако этот расчет, хотя и несложный, весьма громоздок, поэтому я не буду его приводить, а покажу его результаты на рис. 29. На графиках кроме кривой сопряжения нанесены границы допустимой величины погрешности сопряжения $\Delta f_{доп}$ в соответствии с данными табл. 2. Эти графики подсчитаны для стандартных радиовещательных диапазонов (табл. 3).

Таблица 3

Диапазон	Границы диапазона, *кгц*	Частоты точного сопряжения, *кгц*		
		$f_н$	$f_{ср}$	$f_в$
ДВ	150—408	167	279	391
СВ	525—1 605	601	1 065	1 529
КВ	3 950—12 100	4 485	8 025	11 565

Как видно из графиков, кривая сопряжения укладывается в границы допустимой погрешности, подсчитанной для выбранных нами добротностей входных контуров. При этом надо подчеркнуть, что если диапазоны вашего приемника соответствуют указанным в табл. 3 значениям, то вы можете пользоваться графиками на рис. 29, но границы допустимой величины погрешности $\Delta f_{доп}$ надо наносить в соответствии с выбранными вами добротностями входных контуров и их полосой пропускания $2\,\Delta f_{0,7}$. Как уже было сказано, эта полоса для одиночного входного контура равна:

$$2\Delta f_{0,7} = \frac{f_{рез}}{Q}.$$

При двух контурах, один из которых включен на входе приемника, а второй между усилителем высокой частоты и входом преобразователя, полоса пропускания соответственно сузится:

$$2\Delta f'_{0,7} = 0,64\,\frac{f_{рез}}{Q}.$$

При этом может случиться, что из-за высокой добротности колебательных контуров кривая сопряжения выйдет за допустимые границы погрешности. Как тут быть? Уменьшить добротность контуров? Это делать не хочется (если только их полоса пропускания не стала меньше 10 *кгц*, иначе они начнут искажать спектр сигнала принимаемой радиостанции). Обычно такое случается на низкочастотном конце диапазона, на котором полоса пропускания контуров наименьшая.

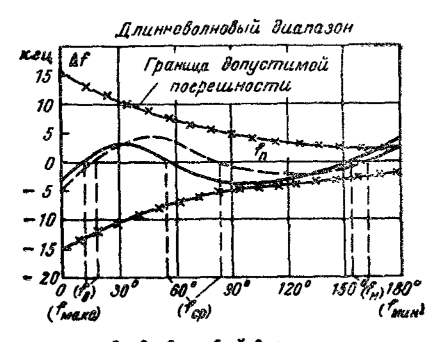
В этом случае лучше изменить частоты точного сопряжения — сдвинуть их к низкочастотному концу. Тогда погрешность сопряжения на низкочастотном конце диапазона уменьшится, а на высокочастотном возрастет. Но последнее не страшно, так как на высокочастотном конце полоса пропускания контура значительно шире, чем на низкочастотном (см. штриховую кривую на рис. 29). Эти оптимальные частоты точного сопряжения можно подсчитать по формулам:

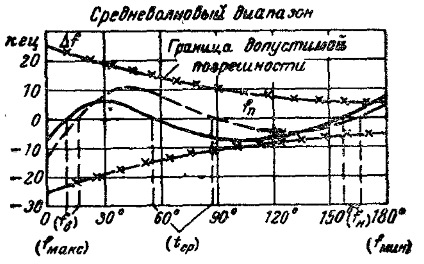
$$f_в = \frac{f_{макс}}{k};$$

$$f_{ср} = \sqrt{f_{макс} f_{мин}};$$

$$f_н = k f_{мин},$$

где k — коэффициент, зависящий от перекрытия по частоте n и определяемый по номограмме, приведенной на рис. 30.





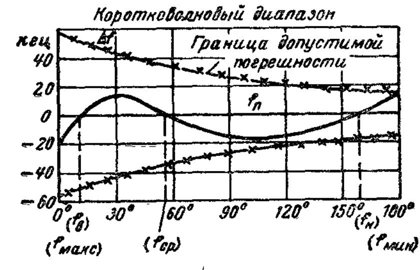


Рис. 29. Кривые сопряжения диапазонов длинных, средних и коротких волн с границами допустимой погрешности $\Delta f_{доп}$.

В одной из последующих глав я расскажу, как практически построить кривую сопряжения реального приемника и определить фактически допустимую погрешность сопряжения. При этом может оказаться, что кривая сопряжения выйдет за допустимые пределы, т. е. на отдельных участках диапазона чувствительность приемника уменьшится и появятся искажения спектра принимаемого сигнала. В этом случае у вас возникнет вопрос: а как изменить ход кривой сопряжения, как «втиснуть» ее в допустимые пределы? Давайте поэтому рассмотрим этот весьма важный практический вопрос.

На рис. 31 сплошной линией показана кривая, характеризующая сопряжение в приемнике. Видно, что в низкочастотной части диапа-

зона она выходит за пределы допустимой погрешности. В то же время на высокочастотном конце диапазона имеются большие запасы. Как изменить ход кривой сопряжения?

Прежде всего надо изменить частоты точного сопряжения — сдвинуть их в низкочастотную область диапазона. Запомните правило: чем ближе к концу расположена частота точного сопряжения $f_{ср}$, тем меньше на этом конце диапазона погрешность сопряжения.

1,07 1,03 1,05 к 1,07 1,09

1,1 1,5 2,0 n 2,5 3,0 3,5

Рис. 30. Номограмма для определения вспомогательного коэффициента k в зависимости от перекрытия по диапазону n.

Так как в нашем примере надо уменьшить погрешность на низкочастотном конце диапазона, то надо уменьшить частоту точного сопряжения $f_{ср}$, передвинув ее в точку $f'_{ср}$.

Как мы выяснили раньше, положение частоты $f_{ср}$ на кривой сопряжения зависит от величины индуктивности гетеродинного контура. Следовательно, чтобы изменить частоту точного сопряжения и передвинуть ее в точку $f'_{ср}$, надо изменить индуктивность катушки этого контура. Но что надо сделать с индуктивностью — увеличить или уменьшить ее?

Давайте рассуждать так: нам надо сдвинуть частоту точного сопряжения к низкочастотному концу, в точку $f'_{ср}$. Сейчас кривая сопряжения на частоте $f'_{ср}$ не проходит через линию промежуточной частоты $f_п$, причем погрешность сопряжения имеет отрицательный знак ($-\Delta f$). Это означает, что разность между настройкой входного контура $f_{вх}$ (причем $f_{вх}=f'_{ср}$) и частотой гетеродина $f_г$ меньше частоты $f_п$. Чтобы эта разность сделалась равной частоте $f_п$, надо увеличить частоту гетеродина на Δf (тогда $f_г - f_{вх} = f_п$, и частота $f'_{ср}$ станет частотой точного сопряжения). А для этого надо уменьшить индуктивность катушки контура гетеродина. Следовательно, уменьшение индуктивности этой катушки как бы поднимает кривую сопряжения и сдвигает ее в низкочастотную сторону диапазона, а увеличение индуктивности, наоборот, опускает кривую сопряжения, сдвигая ее в высокочастотную сторону диапазона.

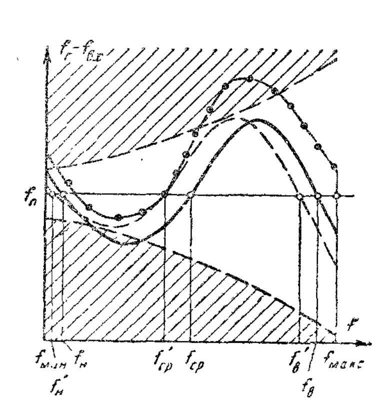


Рис. 31. График, иллюстрирующий процесс «исправления» кривой сопряжения.

Однако если только уменьшить индуктивность контура гетеродина, не изменяя емкости конденсаторов $C_{пос}$ и $C_{пар}$, то хотя мы и втянем кривую сопряжения на низкочастотном конце диапазона в пределы допустимой погрешности сопряжения, на высокочастотном конце диапазона кривая сопряжения поднимется настолько высоко, что выйдет за пределы допустимой погрешности (штрих-пунктирная линия на рис. 31). Может случиться, что и на низкочастотном конце диапазона самый кончик кривой сопряжения тоже выйдет за допустимые пределы. Словом, частота точного сопряжения $f_н$ отстоит слишком далеко от края диапазона, а частота $f_в$, наоборот, слишком близко к краю диапазона.

Чтобы частоту $f_н$ приблизить к низкочастотному краю диапазона, надо, очевидно, изменить емкость конденсатора $C_{пос}$ — ведь именно он «отвечает» за низкочастотный конец диапазона. Что сделать с емкостью этого конденсатора — увеличить или уменьшить? Конечно увеличить, причем рассуждения при этом точно такие же, как при изменении индуктивности: в точке $f'_н$, в которую нам нужно переместить частоту точного сопряжения, штрих-пунктирная линия имеет положительную погрешность сопряжения ($+\Delta f$). Следовательно, сейчас в этой точке частота гетеродина слишком высока, т. е. отличается от частоты настройки входного контура $f_{вх}=f'_н$ больше, чем на промежуточную частоту $f_п$. Поэтому надо уменьшить частоту гетеродина, а для этого придется увеличить емкость конденсатора $C_{пос}$, причем настолько, чтобы частота гетеродина в точке $f'_н$ отличалась от настройки входного контура точно на частоту $f_п$. Тогда точка $f'_н$ станет точкой точного сопряжения.

На высокочастотном конце диапазона надо отодвинуть частоту точного сопряжения от края диапазона в точку $f'_в$. Положением этой частоты точного сопряжения «заведует» конденсатор $C_{пар}$. Емкость этого конденсатора придется также увеличить, потому что для точки $f'_в$ штрих-пунктирная линия сопряжения имеет положительную погрешность сопряжения ($+\Delta f$). Следовательно, надо уменьшить частоту гетеродина, для чего необходимо увеличить емкость контура, т. е. емкость конденсатора $C_{пар}$.

Вот так, изменяя соответствующим образом емкости сопрягающих конденсаторов и индуктивность гетеродинного контура, можно передвигать кривую сопряжения, изгибать ее ветви и добиться такого ее положения, при котором она уложится в пределы допустимой погрешности $\Delta f_{доп}$. При этом можно теоретически рассчитать, насколько нужно изменить емкости конденсаторов и индуктивность катушки, но, как я уже говорил, эти расчеты весьма громоздки, поэтому лучше на опыте подобрать эти значения, строя по точкам кривую сопряжения данного приемника. Как это сделать, я расскажу позднее, когда мы будем говорить о практических способах настройки супергетеродинного приемника.

Однако не во всех случаях необходимо сопряжение в трех точках. На коротких волнах часто применяют диапазоны с малым n: меньше 2 и даже не более 1,2. Это так называемые полурастянутые и растянутые диапазоны. Правда, это название не совсем правильно, так как фактически растягивают не диапазоны, а шкалу участка диа-

пазона. При малом коэффициенте перекрытия диапазона можно применять сопряжение в двух точках с помощью одного сопрягающего конденсатора $C_{пар}$. Погрешности сопряжения при этом хотя и возрастают, но все же остаются в пределах допустимого, так как полоса пропускания входных контуров достаточна широка, а частоты точного сопряжения благодаря незначительному коэффициенту перекрытия диапазона отстоят недалеко друг от друга. Эти частоты подсчитываются по формулам:

$$f_{в} = f_{макс} - \frac{1}{6}(f_{макс} - f_{мин});$$

$$f_{н} = f_{мин} + \frac{1}{6}(f_{макс} - f_{мин}).$$

Наконец, при очень малом коэффициенте перекрытия диапазона (большой «растяжке») можно обойтись вообще без сопрягающих конденсаторов, применяя сопряжение в середине диапазона — соответствующим выбором индуктивности катушки контура гетеродина.

СТАБИЛЬНОСТЬ ЧАСТОТЫ ГЕТЕРОДИНА

В работе супергетеродинного приемника очень большую роль играет гетеродин, хотя на первый взгляд он выполняет весьма скромную функцию — создает вспомогательные колебания, необходимые для преобразования принимаемого сигнала по частоте. Однако от того, насколько хорошего «качества» эти колебания, т. е. насколько они синусоидальны по форме, а главное — насколько стабильна их частота, зависят все важнейшие параметры приемника, его способность без искажений воспроизводить радиопередачу.

Мы уже говорили, что форма колебаний, создаваемых гетеродином, должна быть как можно ближе к синусоидальной — ведь у абсолютно синусоидального колебания отсутствуют гармоники, а вред этих гармоник чрезвычайно велик — вспомните образование интерференционных свистов! Конечно, получить совершенно синусоидальные колебания невозможно, но чем меньше искажения формы колебаний, тем меньше гармоник и меньше их амплитуда.

Пожалуй, самый важный параметр гетеродина — стабильность его частоты. Ведь от частоты гетеродина зависит настройка приемника. Любое отклонение частоты гетеродина от необходимой для приема данной радиостанции вызывает такое же по величине изменение частоты биений, образуемых колебаниями гетеродина и принимаемым сигналом. Если это изменение превысит ширину полосы пропускания фильтров промежуточной частоты, то радиостанция перестанет быть слышимой. Однако значительное ухудшение приема данной радиостанции произойдет еще раньше — вспомните, что для нормального приема необходимо «пропустить» через усилитель промежуточной частоты всю полосу колебаний боковых частот, образующихся при модуляции. Кроме того, в усилитель промежуточной частоты «полезут» помехи от соседних радиостанций, ибо теперь их сигналы будут образовывать с колебаниями гетеродина биения, частоты которых находятся в пределах полосы пропускания фильтров промежуточной частоты. Таким образом, приходится проявлять очень серьезную заботу о повышении стабильности частоты гетеродина, особенно на коротких волнах. На длинных волнах при частоте гетеродина, например, 665 *кгц* (приемник настроен на частоту $f_{с} = 200$ *кгц*, промежуточная частота $f_{п} = 465$ *кгц*) допустимый уход частоты гетеродина на 5 *кгц* (половина полосы пропускания фильтров промежуточной частоты) составляет в относительных величинах $5/665 = 7 \cdot 10^{-3}$, а на коротких волнах, когда гетеродин настроен, например, на частоту 10 465 *кгц* (приемник принимает сигнал с частотой 10 000 *кгц*, т. е. 10 *Мгц*), допустимый уход частоты гетеродина на 5 *кгц* составляет в относительных величинах $5/10465 = 5 \cdot 10^{-4}$, т. е. на коротких волнах стабильность частоты гетеродина, определяемая допустимым уходом частоты, должна быть почти в 10 раз выше. Добавьте к этому еще и то соображение, что на коротких волнах насыщенность диапазона радиостанциями значительно больше, чем в длинноволновом диапазоне, и соответственно от них больше помех. Поэтому если на длинных волнах уход частоты гетеродина на 5 *кгц* вызовет только некоторое ухудшение звучания, то на коротких волнах при таком уходе частоты гетеродина в громкоговорителе приемника с одинаковой громкостью могут звучать две соседние радиостанции. Следовательно, необходима еще более высокая стабильность частоты гетеродина. Однако на коротких волнах как раз и труднее обеспечить стабильную работу гетеродина, ибо чем выше частота колебаний, тем чувствительнее колебательные контуры к изменениям емкостей и индуктивностей. Проделаем простейший расчет, и вы убедитесь, что это действительно так. Предположим, что емкость колебательного контура 40 *пф*, и она изменилась на 1 *пф*, например в результате смещения монтажных проводов от удара или изменения температуры окружающей среды. Решим сначала эту задачу для средневолнового диапазона, для частоты $f = 1\,600$ *кгц*. Формула, по которой можно подсчитать изменение частоты контура Δf при изменении емкости контура на ΔC, имеет вид:

$$\Delta f = \frac{\Delta C}{2C} f = \frac{1}{2 \cdot 40} 1\,600 = 20 \text{ кгц}.$$

В коротковолновом диапазоне на частоте $f_1 = 10\,000$ *кгц* (10 *Мгц*) то же самое изменение емкости контура $\Delta C = 1$ *пф* приведет к изменению частоты на

$$\Delta f_1 = \frac{\Delta C}{2C} f_1 = \frac{1}{2 \cdot 40} 10\,000 = 250 \text{ кгц}.$$

В 12 раз больше! Поэтому чем выше частота, тем чувствительнее гетеродин к любым воздействиям.

Интересно с этой точки зрения рассмотреть вопрос о том, какую лучше применять настройку гетеродина по отношению к частоте сигнала: «верхнюю» или «нижнюю». До сих пор мы говорили только о «верхней» настройке, т. е. когда частота гетеродина $f_{г}$ выше частоты сигнала $f_{с}$ на промежуточную частоту ($f_{г} - f_{с} = f_{п}$), хотя возможна и такая настройка: $f_{с} - f_{г} = f_{п}$, т. е. частота гетеродина ниже частоты принимаемого сигнала. Конечно, из соображений стабильности работы гетеродина выгодна «нижняя» настройка, однако в радиовещательных приемниках ее применяют очень редко и вот почему. При «верхней» настройке коэффициент перекрытия по частоте гетеродинного контура $K_{г.в}$ значительно меньше, чем при

«нижней» настройке. Давайте проделаем простейший расчет, и вы убедитесь, что это так.

Коэффициент перекрытия по частоте при «верхней» настройке гетеродина выражается формулой

$$K_{г.в} = \frac{f_{макс} + f_п}{f_{мин} + f_п}.$$

О «нижней» настройке гетеродина на низкочастотном (длинноволновом) диапазоне вообще говорить не будем — она принципиально невозможна, так как промежуточная частота выше частот этого диапазона. Для средневолнового диапазона о «нижней» настройке в принципе можно говорить, но коэффициент перекрытия диапазона в этом случае окажется столь большим, что его практически нельзя осуществить при настройке гетеродина конденсатором из общего блока:

$$K_{г.н} = \frac{f_{макс} - f_п}{f_{мин} - f_п} = \frac{1\,600 - 465}{520 - 465} \approx 21.$$

В то же время при «верхней» настройке этот коэффициент всего

$$\frac{1\,600 + 465}{520 + 465} \approx 2,1.$$

На коротких волнах «нижняя» настройка гетеродина вполне осуществима, но и в этом случае коэффициент перекрытия диапазона больше, чем при «верхней» настройке:

$$K_{г.н} = \frac{f_{макс} - f_п}{f_{мин} - f_п} = \frac{12\,100 - 465}{3\,950 - 465} \approx 3,34;$$

$$K_{г.в} = \frac{f_{макс} + f_п}{f_{мин} + f_п} = \frac{12\,100 + 465}{3\,950 + 465} \approx 2,85.$$

Разница в коэффициентах на коротковолновом диапазоне, конечно, не столь велика, как на средневолновом, но чем меньше перекрытие по частоте гетеродинного контура, тем лучше. Амплитуда напряжения промежуточной частоты зависит от амплитуды напряжения гетеродина. Но при большом перекрытии по частоте очень трудно добиться от гетеродина постоянства амплитуды по диапазону. Это приводит к изменению амплитуды напряжения промежуточной частоты и чувствительности приемника по диапазону.

Но на коротких волнах, особенно если коэффициент перекрытия диапазона невелик или настройка гетеродина фиксирована (неизменна, т. е. приемник постоянно настроен на одну и ту же частоту), более выгодна «нижняя» настройка гетеродина, так как чем ниже частота, тем проще добиться стабильной работы гетеродина.

Рассмотрим теперь причины, которые приводят к самопроизвольному изменению частоты гетеродина. Таких причин несколько: изменение напряжения питания, изменение температуры окружающей среды и деталей схемы гетеродина, изменение влажности окружающего воздуха, механические воздействия на элементы схемы гетеродина.

Механические воздействия — тряска, удары и т. п. — приводят к смещению проводов, резисторов и других деталей схемы гетеродина. В результате происходит изменение емкости схемы и, как следствие, изменение частоты генерируемых колебаний. Особенно чувствительны к такому воздействию оказываются детали колебательного контура, а также провода, идущие к контуру и переключателю диапазонов, так как даже незначительное смещение этих деталей вызывает значительное изменение емкостей и индуктивностей. Такие смещения могут появиться даже в результате работы громкоговорителя, когда звуковые колебания через воздух или детали корпуса передаются на детали схемы гетеродина и те начинают вибрировать — это так называемый микрофонный эффект. В этом случае удар по корпусу приемника или громкие звуки передачи как эхо повторяются в громкоговорителе. Если же акустическая связь значительная, то даже при слабой громкости передачи приемник начинает «выть».

Микрофонный эффект объясняется тем, что в результате вибрирования деталей схемы гетеродина происходит незначительное изменение емкости схемы, а следовательно, и частоты генерируемых колебаний. Однако это изменение не столь значительно, чтобы станция перестала быть слышимой, а происходит как бы модулирование сигнала радиостанции с частотой вибрации элементов схемы гетеродина. Для устранения микрофонного эффекта и других механических воздействий надо делать схему гетеродина как можно более жесткой, тщательно укрепляя все детали и применяя короткие соединения из достаточно толстого провода. Следует обратить внимание на крепление переключателя диапазонов: при его переключении не должны смещаться провода, подключающие его к контурам. Особенно тщательным должно быть крепление контурных катушек; провода обмотки контуров должны быть хорошо закреплены на каркасе — лучше всего полистирольным лаком. Сердечники контурных катушек должны плотно сидеть в резьбе.

Изменение напряжения питания вызывает уход частоты гетеродина из-за изменения режима гетеродинной лампы или транзистора, а также изменения температуры деталей схемы. Вызванное этими причинами изменение частоты гетеродина может происходить как постепенно, так и скачком, если напряжение питания резко изменяется. Как бороться с нестабильностью напряжения питания, я думаю, вы знаете: применением стабилизаторов напряжения питания, заменой истощенных батарей или периодической подзарядкой аккумуляторов. Кроме того, для стабилизации анодного напряжения применяют специальные газоразрядные лампы — стабилитроны, а для стабилизации напряжения накала — барреторы. Рассказывать о принципе работы этих приборов и способах стабилизации напряжения с их помощью я не буду, так как вы наверняка это знаете, а если хотите поближе с этим познакомиться, то прочтите книги, посвященные этим вопросам.

В транзисторных приемниках для стабилизации напряжения питания гетеродина часто применяют специальный транзисторный стабилизатор. Такой стабилизатор применен, например, в приемнике «ВЭФ-Спидола-10». Принцип работы стабилизатора основан на том факте, что ток коллектора транзистора мало зависит от напряжения на коллекторе при постоянном токе базы. Поэтому при постоянном напряжении на базе транзистора, что обеспечено включением в цепь базы опорного диода, через сопротивление нагрузки этого транзи-

стора проходит ток, мало зависящий от напряжения источника питания и, следовательно, падение напряжения на цепях нагрузки почти не зависит от напряжения питания.

Наибольший уход частоты вызывается изменением температуры деталей гетеродина. При нагреве происходит изменение междуэлектродных емкостей и параметров лампы, изменение геометрических размеров и параметров индуктивности и емкости контура гетеродина и изменение диэлектрической проницаемости диэлектриков контура. При этом наибольшее влияние имеет последняя причина, поэтому очень важно правильно выбрать материалы как для каркаса катушки гетеродина и конденсаторов настройки, так и для вспомогательных деталей — переключателя диапазонов, ламповой панели, изоляции проводов и т. д. Чем больше изменение диэлектрической проницаемости диэлектрика, тем, следовательно, больше изменение емкости контура и частоты генерируемых колебаний.

Существует несколько способов защиты от изменений температуры (например, помещение схемы гетеродина в термостат), а также компенсации температурных изменений; последнее на практике применяется наиболее часто. Для термокомпенсации в контур гетеродина включают специальные термокомпенсирующие конденсаторы.

Действие этих термокомпенсирующих конденсаторов заключается в следующем. Большинство деталей схемы гетеродина, в частности катушки индуктивности, провода и конденсаторы, имеют положительный температурный коэффициент, т. е. при повышении температуры происходит увеличение общей индуктивности и емкости контура гетеродина. Естественно, что это вызывает уменьшение частоты генерируемых колебаний. Чтобы компенсировать это увеличение емкости и индуктивности, в контур гетеродина включают один или несколько термокомпенсирующих конденсаторов, обладающих отрицательным температурным коэффициентом емкости, т. е. при повышении температуры емкость такого конденсатора уменьшается. При этом надо так подобрать емкость и группу этого конденсатора, чтобы уменьшение его емкости при нагревании скомпенсировало увеличение емкости и индуктивности остальных деталей контура гетеродина. В результате частота генерируемых колебаний почти не изменится; во всяком случае можно добиться, что относительное изменение частоты $\Delta f/f$ составит не более $(20\div50)10^{-6}$ на 1° С.

На практике термокомпенсацию осуществляют следующим образом. Параллельно катушке индуктивности контура включают термокомпенсирующий конденсатор небольшой емкости, включают приемник, дают ему прогреться в течение 5 *мин* и настраиваются на какую-либо хорошо слышимую радиостанцию. Затем наблюдают, в какую сторону диапазона «уйдет» эта радиостанция. Если по мере нагрева радиоприемника для настройки на эту радиостанцию приходится выводить конденсатор настройки, то это означает, что общая емкость контура гетеродина по мере нагрева увеличивается. В этом случае надо взять термокомпенсирующий конденсатор несколько большей емкости (соответствующим образом уменьшив емкости обычных конденсаторов, включенных в контур гетеродина) или с большим ТКЕ. Напомню, что ТКЕ — это относительное температурное изменение емкости. Наоборот, если по мере нагрева приемника для подстройки на радиостанцию приходится вводить конденсатор настройки, то это будет означать, что произошла перекомпенсация, и надо уменьшить емкость термокомпенсирующего конденсатора или взять его с меньшим ТКЕ.

ИСКАЖЕНИЯ В ВЧ УСИЛИТЕЛЕ

Боюсь, у читателя создалось впечатление, что все без исключения каскады радиоприемника только и делают, что вносят искажения. Это и верно, и неверно. Конечно, каждый каскад в радиоприемнике в первую очередь выполняет свою «радиоприемную» функцию, но, к сожалению, попутно он вносит и некоторые искажения. И надо так сконструировать приемник и так его наладить, чтобы эти искажения были как можно меньшими. А для этого надо хорошо представлять себе причины возникновения искажений, способы их уменьшения. И надо отметить, что под искажениями следует понимать не только искажения формы огибающей кривой модулированного высокочастотного напряжения или формы низкочастотного сигнала, но и ухудшение чувствительности и избирательности, увеличение шумов и нестабильность настройки на принимаемую радиостанцию. Ибо все это в конечном итоге приводит к ухудшению естественности воспроизведения радиопередачи.

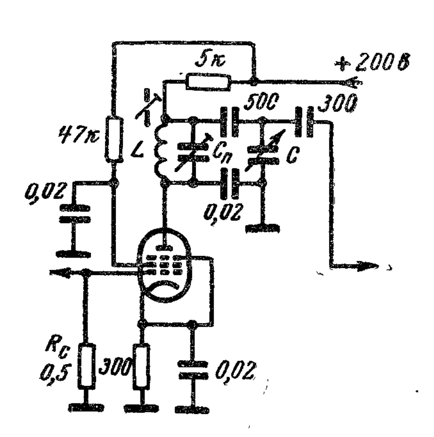


Рис. 32. Каскад УВЧ с непосредственным включением контура.

Рассмотрим с этой точки зрения усилитель высокой частоты (УВЧ).

Усилитель высокой частоты радиовещательного приемника работает в широком диапазоне частот. Поэтому одно из основных требований, которые предъявляются к нему, — постоянство усиления при перестройке приемника по частоте, иначе чувствительность приемника будет неодинакова, и на одном конце диапазона он будет принимать сигналы значительно менее слабых и далеких радиостанций, чем на другом. Но как раз с постоянством усиления по диапазону обычно дело обстоит неблагополучно — коэффициент усиления УВЧ на высокочастотном конце больше, чем на низкочастотном, а при переходе на более высокочастотный диапазон, например, с длинноволнового на средневолновый или коротковолновый, чувствительность приемника падает.

Впрочем, нет ли тут противоречия: почему коэффициент усиления увеличивается к высокочастотному концу диапазона, но понижается при переходе на более высокочастотный диапазон? Нет ли тут ошибки?

Нет, все правильно! Но на первый взгляд кажется непонятным, почему на высокочастотном конце диапазона коэффициент усиления выше, чем на низкочастотном. Ведь известно, что по мере увеличения частоты потери в колебательном контуре возрастают главным образом благодаря возрастающему действию поверхностного эффекта в проводах катушки индуктивности (вытеснение тока на поверх-

ность провода, из-за чего увеличивается сопротивление провода), увеличению потерь на вихревые токи в проводах и экранах, росту диэлектрических потерь в каркасе катушки и изоляции проводов. Поэтому добротность контура на высокочастотном конце диапазона меньше, чем на низкочастотном, а полоса пропускания, наоборот, шире, чем на низкочастотном. Но не надо забывать, что коэффициент усиления каскада зависит от сопротивления нагрузки, а в усилителе высокой частоты (рис. 32) нагрузкой каскада является резонансное сопротивление контура, которое определяется формулой

$$R_{\text{рез}} = \frac{Q}{2\pi f C}.$$

Так вот, все дело в том, что с ростом частоты f резонансное сопротивление $R_{\text{рез}}$ растет значительно быстрее, чем уменьшается добротность Q контура. Происходит это потому, что с перестройкой контура на более высокую частоту резко уменьшается емкость C. Чтобы вы убедились в этом, проделаем простой расчет. Предположим, что на частоте $f_{\text{н}}=500$ *кгц* (низкочастотный конец средневолнового диапазона) добротность катушки индуктивности равна $Q_{\text{н}}=50$, а емкость контура $C_{\text{макс}}=500$ *пф*. В этом случае резонансное сопротивление контура равно:

$$R_{\text{рез.н}} = \frac{Q_{\text{н}}}{2\pi f_{\text{н}} C_{\text{макс}}} = \frac{50}{2\cdot 3,14\cdot 500\cdot 10^{3}\cdot 500\cdot 10^{-12}} = 31,9 \text{ ком}.$$

На высокочастотном конце диапазона (при частоте $f_{\text{в}}=1\,500$ *кгц*) добротность контура уменьшится, например, до $Q_{\text{в}}=40$, а емкость до $C_{\text{мин}}=20$ *пф*. Тогда

$$R_{\text{рез.в}} = \frac{Q_{\text{в}}}{2\pi f_{\text{в}} C_{\text{мин}}} = \frac{40}{2\cdot 3,14\cdot 1\,500\cdot 10^{3}\cdot 20\cdot 10^{-12}} = 212 \text{ ком}.$$

Как видите, резонансное сопротивление возросло более чем в 6 раз. А так как коэффициент усиления каскада определяется формулой $K=R_{\text{рез}}S$, где S — крутизна характеристики лампы, то с ростом частоты он увеличивается, ибо $R_{\text{рез}}$ растет. Избирательные же свойства усилителя с ростом частоты настройки ухудшаются из-за уменьшения добротности.

С другой стороны, при переходе на более высокочастотный диапазон уменьшается индуктивность катушки. А это означает, что резонансное сопротивление контура $R_{\text{рез}}$ при этом уменьшается, так как резонансное сопротивление в зависимости от индуктивности выражается формулой

$$R_{\text{рез}} = 2\pi f L Q.$$

Следовательно, уменьшается и коэффициент усиления каскада.

Если изобразить графически зависимость коэффициента усиления каскада от частоты настройки приемника, то получим график, подобный показанному на рис. 33.

При проектировании и налаживании приемника стремятся выравнять значение коэффициента усиления на различных диапазонах и сделать его изменение по дапазону как можно меньше. Этого можно достигнуть применением более совершенных схем усилителей высокой частоты, чем схема с непосредственным включением контура,

показанная на рис. 32. Например, схема с автотрансформаторным включением контура (рис. 34) позволяет выбрать на длинноволновом диапазоне малый коэффициент включения контура в анодную цепь лампы (коэффициент включения контура $p_{\text{а}}\approx L_{\text{а}}/L$). На средневолновом диапазоне этот коэффициент выбирают бо́льшим, а на

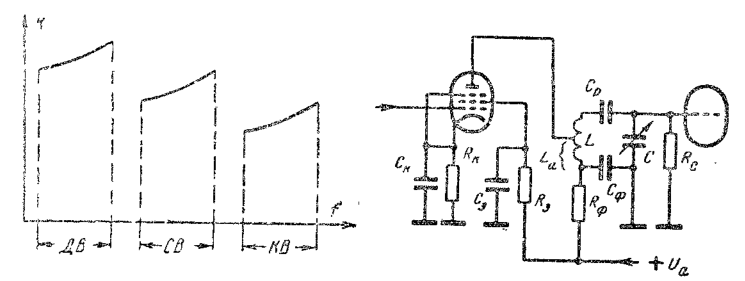


Рис. 33. Изменение коэффициента усиления каскада с непосредственным включением контура при перестройке приемника по частоте.

Рис. 34. Каскад УВЧ с автотрансформаторным включением контура.

коротковолновом диапазоне — еще бо́льшим. Так как коэффициент усиления каскада в данном случае равен:

$$K = R_{\text{рез}} S p_{\text{а}},$$

то соответствующим подбором коэффициента включения контура $p_{\text{а}}$ можно компенсировать изменение резонансного сопротивления кон-

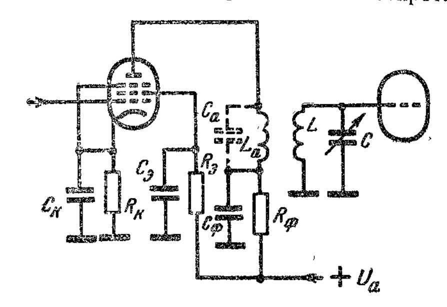


Рис. 35. Каскад УВЧ с трансформаторным включением контура.

тура $R_{\text{рез}}$ при переходе с диапазона на диапазон и таким образом выровнять чувствительность приемника на различных диапазонах.

Еще большими возможностями обладает схема УВЧ с трансформаторным включением контура (рис. 35). Как и предыдущая схема, она позволяет выровнять коэффициент усиления каскада при переходе с диапазона на диапазон путем выбора соответствующего коэф-

фициента связи контуров L и $L_а$. Но в то же время схема с трансформаторным включением контура позволяет получить почти неизменный коэффициент усиления по диапазону, что выгодно отличает ее от других схем усилителей высокой частоты. Именно поэтому она наиболее часто используется в приемниках.

Для получения малого изменения коэффициента усиления по диапазону надо правильно выбрать собственную частоту анодного контура, образованного индуктивностью $L_а$ и емкостью $C_а$, в которую входят емкость монтажа, емкость анодной цепи и пр. Обычно частота $f_а$ этого контура выбирается из условия

$$f_а = \frac{f_{мин}}{k},$$

где $f_{мин}$ — минимальная частота диапазона;
k — коэффициент, в пределах от 1,2 до 2.

При этом частота $f_а$ не должна совпадать со значением промежуточной частоты приемника.

Замечу, что все сказанное об изменении коэффициента усиления по диапазону и при переходе с диапазона на диапазон относится и к схемам входных устройств, т. е. к системам контуров, включаемых на входе приемника (между антенной и управляющей сеткой первой лампы приемника). Только роль коэффициента усиления у входных устройств играет коэффициент передачи напряжения. Он тоже наиболее равномерен у входного устройства с индуктивной связью.

Другое весьма важное требование, предъявляемое к УВЧ, — устойчивость его работы. Это требование предполагает работу усилителя в таком режиме, который далек от самовозбуждения.

Как вы, конечно, знаете, самовозбуждение — это такой режим работы, при котором усилитель превращается в генератор. Естественно, что при этом происходит очень сильное искажение усиливаемого сигнала, причем в спектр сигнала добавляются новые колебания самой различной частоты. При этом надо заметить, что устойчивым режимом надо считать такой, при котором самовозбуждение не возникает даже в случае появления каких-либо толчков, помогающих его возникновению (например, увеличение или уменьшение напряжения, некоторое ухудшение экранировки и т. п.).

Причиной самовозбуждения является паразитная положительная обратная связь, т. е. положительная связь между выходом и входом усилителя. В однокаскадном ламповом усилителе такая связь осуществляется через емкость анод—сетка лампы. Кроме того, обратная связь между выходом и входом усилителя может возникнуть через любые цепи емкостного или индуктивного характера, например, из-за емкостной связи между проводами монтажа, если анодная и сеточная цепи расположены близко друг к другу, или между катушками входного контура и контура, включенного в анодную цепь усилителя высокой частоты. Однако все эти паразитные связи можно правильным монтажом и применением экранировки свести до очень малых значений или ликвидировать совсем. А вот бороться с емкостью анод—сетка лампы (проходная емкость) можно лишь соответствующим выбором коэффициента усиления каскада.

Давайте рассмотрим этот вопрос подробнее. На рис. 36, *а* показана упрощенная схема однокаскадного усилителя высокой частоты, а на рис. 36, *б* его эквивалентная схема, на которой электронная

лампа, подключенная параллельно входному контуру, представлена в виде входного сопротивления $r_{вх}$. Это сопротивление складывается из двух составляющих: активного, вносящего в контур потери и вызывающего затухание в нем колебательных процессов, и так называемого отрицательного, обусловленного действием положительной обратной связи. Отрицательное сопротивление не только не вносит в контур потери, а наоборот, добавляет в него энергию, вызывая увеличение амплитуды колебательных процессов. Иначе говоря, наличие отрицательного входного сопротивления означает приток высо-

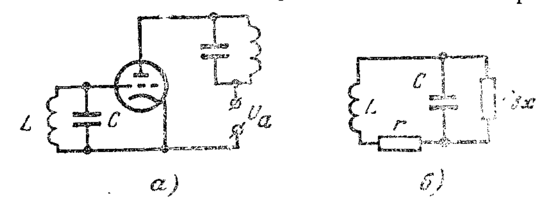


Рис. 36. Упрощенная схема УВЧ (*а*) и его эквивалентная схема (*б*).

кочастотной энергии на входе лампы, которая черпается из анодной цепи лампы через емкость $C_{а.с}$. Я думаю, вы догадались, что как раз этот случай и соответствует режиму самовозбуждения.

Надо сказать, что в реальном каскаде усиления в результате наличия в нем хотя бы незначительной обратной связи всегда имеет место некоторое отрицательное сопротивление, включенное в колебательный контур. Если это отрицательное сопротивление $-r_{вх}$ больше активного сопротивления потерь r, то каскад самовозбуждается; если они равны, то каскад находится в неустойчивом состоянии и готов возбудиться от любой причины, которая приведет хоть к малейшему увеличению обратной связи. Наконец, если сопротивление потерь r больше отрицательного сопротивления $-r_{вх}$, то усилитель работает устойчиво.

От чего же зависит величина $-r_{вх}$? Во-первых, от величины емкости анод — сетка лампы и прочих паразитных емкостных и индуктивных связей выхода усилителя с его входом. А во-вторых, от коэффициента усиления каскада. Ведь чем больше усиление, тем больше амплитуда сигнала на выходе каскада, тем больше напряжение обратной связи, передаваемое на вход каскада. Очевидно, что если коэффициент усиления достаточно велик, то напряжение обратной связи тоже велико, и каскад самовозбуждается. Теория радиотехники доказывает, что каскад будет работать устойчиво в том случае, если его коэффициент усиления будет не больше некоторого значения, называемого коэффициентом устойчивого усиления:

$$K_{уст} = 0,42\sqrt{\frac{S}{2\pi f C_{а.с}}},$$

где S — крутизна характеристики лампы.

Из этого выражения видно, что предельное усиление зависит от частоты — чем выше частота, тем усиление меньше; поэтому в расчетах в формулу подставляют значения наивысшей частоты диапа-

зона; для получения наибольшего и в то же время устойчивого усиления надо использовать лампы с большим отношением $S/C_{a.c}$, т. е. такие, у которых большая S и малая $C_{a.c}$. Именно поэтому в усилителях высокой частоты наибольшее распространение получили пентоды.

Устойчивая работа усилительных каскадов на транзисторах осложняется тем обстоятельством, что паразитная емкость в транзисторе в сотни раз превышает аналогичную емкость в ламповом каскаде, а крутизна характеристики транзистора в 10—20 раз больше,

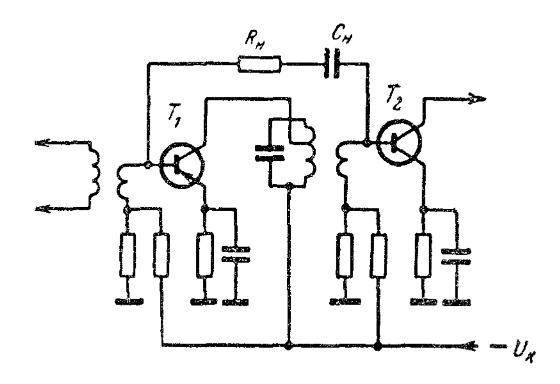


Рис. 37. Транзисторный УВЧ с трансформаторной связью и цепью нейтрализации.

чем у лампы. Поэтому при прочих равных условиях устойчивое усиление транзисторного каскада в 5—6 раз меньше устойчивого усиления лампового каскада. Волей-неволей приходится прибегать к схемным мерам, снижающим вредное действие паразитной обратной связи. Одной из таких мер является нейтрализация внутренней обратной связи.

Сущность нейтрализации заключается в следующем: в усилителе создают цепь новой обратной связи, но противоположной по знаку существующей. Такая цепь на рис. 37 обозначена $R_нC_н$; она подключена к катушке связи, благодаря чему достигается поворот фазы в цепи нейтрализации на 180° и тем самым компенсация обратной связи, возникающей в каскаде за счет действия проходной проводимости в транзисторе T_1. В схеме с автотрансформаторным включением контура (рис. 38) для поворота фазы цепь нейтрализации подключена к нижнему концу выходного контура.

Как видите, схема нейтрализации паразитной обратной связи весьма проста, однако практически ее осуществить не так просто, главным образом потому, что при налаживании приходится тщательно подбирать сопротивление и емкость цепочки нейтрализации $R_нC_н$ (кстати, часто достаточно в цепь нейтрализации включить только конденсатор $C_н$). В основном это связано со значительным разбросом параметров транзисторов и зависимостью их от температуры.

Кстати, устойчивая работа транзисторного каскада во многом зависит от того, насколько хорошо стабилизировано положение ра-

бочей точки транзистора по постоянному току (так называемая «температурная стабилизация»). Это очень важная особенность работы транзисторного каскада, поэтому рассмотрим ее подробно.

Я думаю, нет необходимости напоминать, что от положения рабочей точки на характеристике в состоянии «покоя» (т. е. положения рабочей точки по постоянному току) зависят очень многие параметры транзистора. В ламповом каскаде положение рабочей точки определяется напряжением смещения на управляющей сетке и во время работы практически зависит только от постоянства этого на-

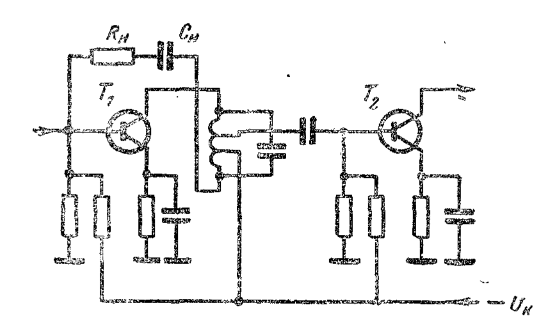


Рис. 38. Транзисторный УВЧ с автотрансформаторной связью и цепью нейтрализации.

пряжения. В транзисторном каскаде положение рабочей точки также определяется напряжением смещения на базе транзистора, но на ее положение очень большое влияние оказывает температура. Почему это так происходит и как бороться с этим весьма вредным обстоятельством, мы сейчас и разберем.

Если включить коллекторный переход транзистора по схеме, показанной на рис. 39, *а*, то микроамперметр отметит в цепи коллектор — база ток, хотя переход включен в обратном (запорном) направлении. Этот весьма небольшой ток $I_{КБ0}$ называется обратным током коллектора. Буквы КБ0 показывают, что ток измеряется при напряжении, приложенном между коллектором и базой (напряжение $U_{КБ0}$), а эмиттер не подключен (иногда говорят «оборван»). У современных транзисторов малой и средней мощности ток $I_{КБ0}$ очень невелик — всего несколько микроампер, самое большое — несколько десятков микроампер. Этот ток почти не зависит от напряжения $U_{КБ0}$.

Если же транзистор включить по схеме, показанной на рис. 39, *б*, то микроамперметр отметит ток $I_{К0Э}$, называемый начальным током коллектора (при «оборванной» базе). Этот ток значительно больше тока $I_{КБ0}$ и это понятно, так как переход включен в прямом (пропускном) направлении. Между этими токами существует следующая зависимость:

$$I_{К0Э} = I_{КБ0}(\beta + 1),$$

где β — коэффициент передачи тока (раньше его называли более наглядно, хотя и менее правильно — коэффициент усиления).

Наконец, если включить все три электрода транзистора (рис. 39, *в*), то во всех трех цепях потекут токи, причем между током базы $I_б$, током коллектора $I_к$ и током эмиттера $I_э$ будут следующие соотношения:

$$I_к = I_{K0Э} + I_б\,(\beta);$$

$$I_э = I_{K0Э} + I_б\,(\beta + 1).$$

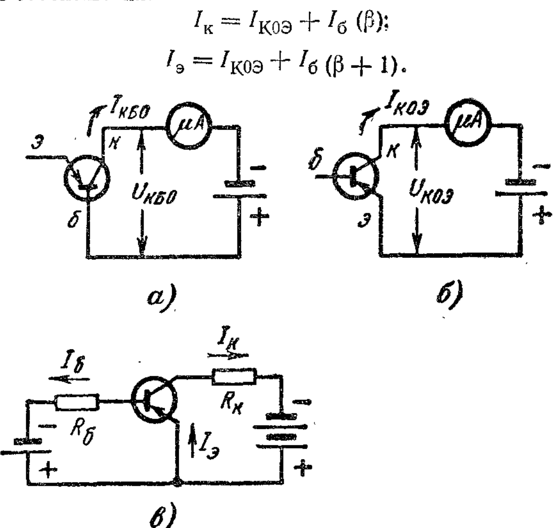


Рис. 39. Схема включения микроамперметра для измерения токов транзистора $I_{КБ0}$ и $I_{K0Э}$ (*а* и *б*) и схема включения всех электродов транзистора (*в*).

Из этих формул и предыдущих рассуждений видно, что в цепи коллектора и эмиттера протекают как бы две составляющие токов: начальный ток коллектора $I_{K0Э}$ (при разомкнутой цепи базы) и ток базы $I_б$, умноженный на коэффициент передачи тока β (для коллектора) или умноженный на величину β+1 (для эмиттера).

Неприятность заключается в том, что обратный ток коллектора $I_{КБ0}$ зависит от температуры. Можно считать, что при повышении температуры на каждые 10° С ток $I_{КБ0}$ удваивается. Правда, сам ток $I_{КБ0}$ весьма невелик, но беда в том, что от этого тока зависит начальный ток коллектора $I_{K0Э}$, который больше тока $I_{КБ0}$ в (β+1) раз. Например, если ток $I_{КБ0}$ при 20° С составляет 5 *мка*, то при увеличении температуры до 40° С он возрастет до 20 *мка*. Само по себе возрастание тока на 15 *мка* — это очень мало, но если транзистор обладает коэффициентом β=25, то начальный ток коллектора при этом возрастет $\Delta I_{K0Э} = \Delta I_{КБ0}\ (\beta+1) = 15(25+1) = 390$ *мка*, или почти 0,4 *ма*. Это уже заметно, так как ток коллектора в усилителе исчисляется единицами миллиампер.

При увеличении тока коллектора произойдет увеличение падения напряжения на резисторе $R_к$, что приводит к уменьшению напряжения $U_{КЭ}$, нарушению режима по постоянному току и связанными с этим нелинейными искажениями — это во-первых; а во-вторых, изменение коллекторного тока влечет за собой изменение параметров транзистора и в первую очередь коэффициента β. Поэтому необходимо стабилизировать коллекторный ток. Это можно сделать путем введения отрицательной обратной связи по постоянному коллекторному току, например, так, как это сделано в схеме,

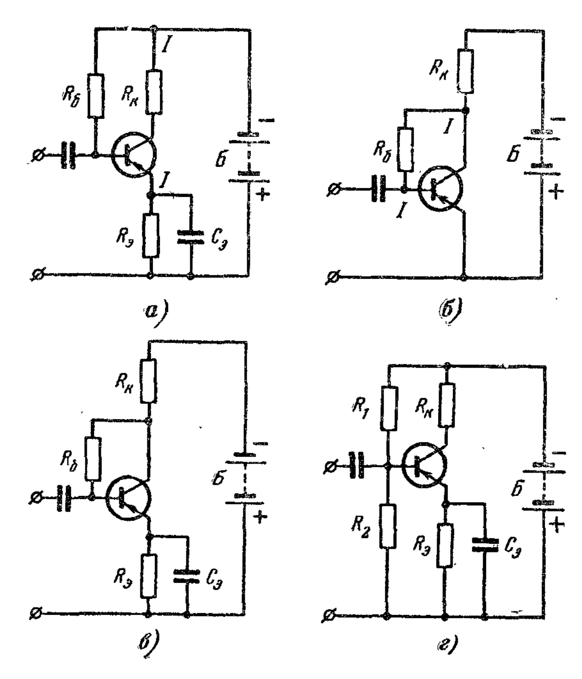


Рис. 40. Схемы «температурной» стабилизации положения рабочей точки транзисторного усилителя.

показанной на рис. 40, *а*. Схема работает следующим образом. Увеличение обратного тока $I_{КБ0}$ приводит к увеличению падения напряжения на резисторе $R_э$ в цепи эмиттера. Вследствие этого разность потенциалов между точками *I—I* схемы уменьшается, и это приводит к уменьшению тока базы $I_б$. Как вы помните, ток коллектора $I_к = I_{K0Э} + I_б\beta$. Поэтому уменьшение тока базы вызывает уменьшение составляющей $I_б\beta$ коллекторного тока, что в определенной мере компенсирует увеличение составляющей $I_{K0Э} = I_{КБ0}\,(\beta+1)$, вызванное увеличением обратного тока $I_{КБ0}$. Следовательно, рабочая точка на характеристике остается примерно в прежнем положении.

Описанная схема стабилизации положения рабочей точки носит название последовательной, так как напряжение обратной связи вводится последовательно в цепь эмиттера. Чтобы отрицательная обратная связь действовала только по постоянному току и не мешала работе транзистора в качестве усилителя сигнала звуковой частоты, резистор $R_э$ шунтируют конденсатором $C_э$ (аналогично тому, как это делают в ламповом усилительном каскаде).

Схема с параллельной отрицательной обратной связью (ток обратной связи вводится в цепь база — эмиттер) показана на рис. 40, *б*. Увеличение тока коллектора $I_к$ вследствие температурного изменения $I_{КБ0}$ приводит к уменьшению разности потенциалов между точками *I—I*. Это влечет за собой уменьшение тока базы $I_б$ и составляющей коллекторного тока $I_б\beta$.

Заметим, что в этой схеме обратная связь имеет место не только по постоянному, но и по переменному току, а это приводит к потере усиления. Поэтому величина нагрузки по переменному току в таком каскаде должна быть обязательно меньше, чем по постоянному, иначе уменьшение усиления будет весьма значительным.

Обе описанные схемы можно соединить в одну (рис. 40, *в*).

Значительно лучшую стабилизацию, чем любая из трех этих схем, может обеспечить схема, изображенная на рис. 40, *г*. От схемы с последовательной связью (рис. 40, *а*) она отличается только способом питания базы: ток в цепи базы создается с помощью делителя напряжения R_1R_2. Увеличение начального тока $I_{К0э}$, вызванное изменением обратного тока $I_{КБ0}$, приводит к увеличению падения напряжения на резисторе $R_э$. Разность потенциалов между эмиттером и базой уменьшается, что приводит к уменьшению тока базы $I_б$ и составляющей $I_б\beta$ коллекторного тока; это и компенсирует изменение тока $I_{К0э}$, причем в этой схеме суммарное изменение коллекторного тока $I_к$ оказывается меньше, чем изменение начального тока коллектора $I_{К0э}$.

Вот и все о стабилизации рабочей точки по постоянному току в транзисторном усилителе. Но поскольку мы так подробно говорили о положении рабочей точки, то следует подумать об искажениях, возникающих в усилителе, если рабочая точка во время работы перемещается по характеристике. При этом условимся, что речь пойдет не о влиянии положения рабочей точки на устойчивость усилителя, а о нелинейных искажениях огибающей модулированного сигнала, для усиления которого собственно усилитель и предназначен.

Напомню, что основное правило выбора положения рабочей точки на характеристике — это расположить ее в середине прямолинейного участка, чтобы избежать отсечки анодного (или коллекторного) тока при подаче на вход каскада переменного напряжения. Такая отсечка может произойти в том случае, если мгновенное значение переменного напряжения, действующего на сетке лампы, войдет в область «запирающих» сеточных напряжений или в область положительных сеточных напряжений, при которых появится сеточный ток. И то, и другое, как вы отлично представляете, приведет к нелинейным искажениям усиливаемого сигнала.

Однако исходное положение рабочей точки по постоянному току определяется не только напряжением автоматического смещения, но и напряжением АРУ (автоматической регулировки усиления). Принцип действия АРУ заключается в следующем: увеличение напряжения сигнала вызывает увеличение отрицательного напряжения, подаваемого на управляющие сетки лампы усилителей высокой и промежуточной частоты. В результате рабочая точка смещается влево, в сторону отрицательных сеточных напряжений, что в итоге приводит к уменьшению коэффициентов усиления этих усилителей. И оказывается, что наряду с положительным эффектом такой способ регулирования чувствительности приемника в некоторых случаях приводит к искажению принимаемого сигнала.

В самом деле, напряжение АРУ сдвигает рабочую точку влево именно тогда, когда на сетку лампы поступает наибольший по амплитуде сигнал, т. е. как раз в то время, когда рабочей точке следовало бы находиться в середине прямолинейного участка (рис. 41). При этом положительный период усиливаемого сигнала не претерпевает заметных нелинейных искажений (кроме обычных и очень небольших, обусловленных незначительной нелинейностью характеристики), а отрицательный полупериод сигнала попадает на более нелинейный участок характеристики, в результате чего возникают значительные нелинейные искажения или даже отсечка анодного тока, если входной сигнал достаточно велик по амплитуде.

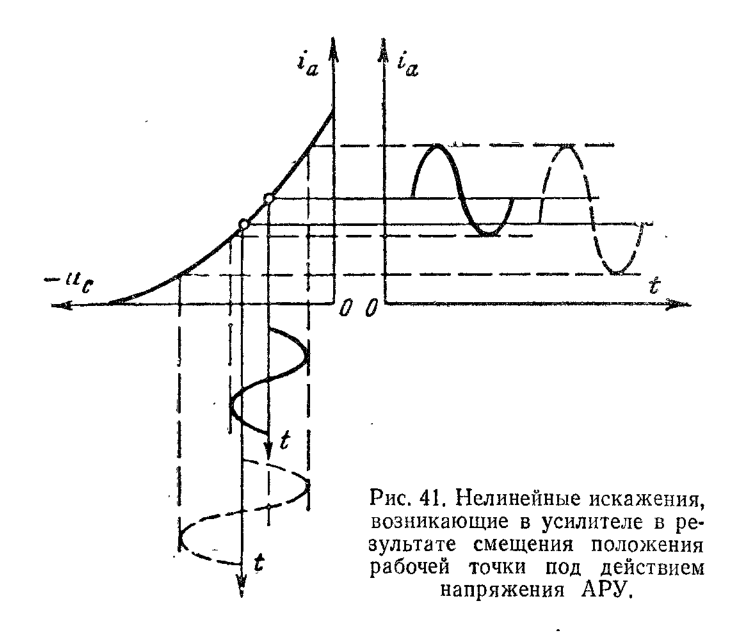


Рис. 41. Нелинейные искажения, возникающие в усилителе в результате смещения положения рабочей точки под действием напряжения АРУ.

Как же избавиться от этих нелинейных искажений? Самый простой выход, который напрашивается, — не пользоваться АРУ — конечно, непригоден. Видимо, искажений не будет, если амплитуда сигнала на сетке лампы усилителя невелика, во всяком случае не превышает некоторую предельную. И это имеет место при приеме слабых сигналов, но при приеме сигналов мощных станций дело об-

стоит плохо. Единственный способ избавиться от таких искажений — применить лампу с так называемой удлиненной характеристикой [1].

Форма анодно-сеточной характеристики такой лампы показана на рис. 42. При малом сигнале напряжение АРУ невелико, и рабочая точка находится на правом участке характеристики — на участке большой крутизны. В этом случае коэффициент усиления каскада большой. При увеличении амплитуды принимаемого сигнала рабочая

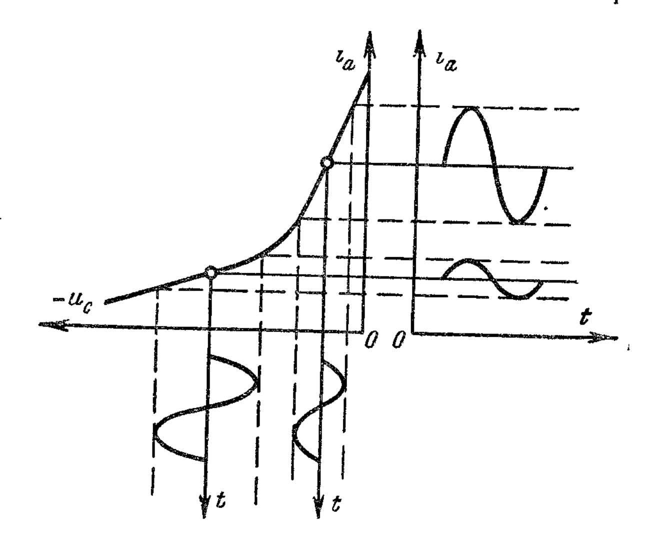


Рис. 42 Работа пентода с удлиненной характеристикой.

точка благодаря возросшему отрицательному напряжению АРУ сдвигается на участок малой крутизны — коэффициент усиления каскада уменьшается. Но нелинейных искажений при этом не возникает, так как этот участок характеристики достаточно линеен, а отсечки анодного тока отсутствуют. Примером пентода с переменной крутизной может служить лампа 6К4П.

Наконец, последний вид искажений в УВЧ, о котором следует упомянуть, — это перекрестные искажения. Заключаются они в том, что модулированные колебания мощной местной радиостанции, попадая на управляющую сетку лампы усилителя высокой частоты, как бы модулируют колебания несущей частоты дальней радиостанции, на которую настроен приемник. Поэтому в громкоговорителе приемника одновременно слышны обе радиостанции; причем при расстройке приемника относительно принимаемой радиостанции пропадает и слышимость мешающей радиостанции. Интересно отметить, что, как всякое преобразование, эта паразитная модуляция обязана своим возникновением нелинейности характеристики лампы; при

[1] Такие лампы еще называются пентодами с переменной крутизной, пентодами «варимю», пентодами с переменной проницаемостью.

этом у обычной лампы с короткой характеристикой при большом входном сигнале происходят значительные нелинейные искажения и одновременно (при наличии большого мешающего сигнала) большие перекрестные искажения. Применение же в усилителе высокой частоты пентодов с удлиненной характеристикой не только очень сильно уменьшает нелинейные искажения, но и уменьшает перекрестные искажения. Однако наиболее радикальный путь снижения перекрестных искажений — уменьшение амплитуды сигнала мешающей радиостанции на управляющей сетке лампы УВЧ (или преобразователя, если УВЧ отсутствует). Сделать же это можно только путем применения во входных цепях приемника колебательных контуров высокой добротности, которые отфильтруют сигнал мешающей станции, пропустив на вход лампы усилителя только сигнал принимаемой радиостанции, на частоту которого они настроены.

ИСКАЖЕНИЯ В ПЧ УСИЛИТЕЛЕ

Собственно, усилитель промежуточной частоты (УПЧ) — это тот же УВЧ (ведь промежуточная частота 465 *кгц* находится между длинноволновым и средневолновым диапазонами). Поэтому все, что выше говорилось об устойчивости УВЧ и возникающих в нем нелинейных искажениях, полностью относится и к УПЧ. Но есть в этом усилителе и специфические особенности, которые мы сейчас и рассмотрим.

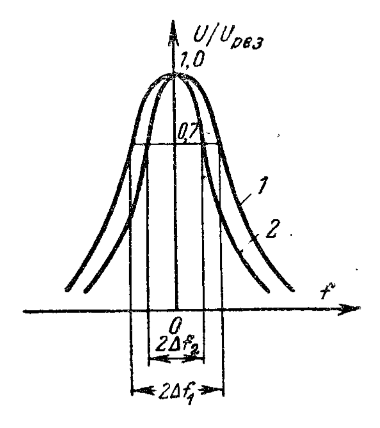


Рис. 43. Изменение полосы пропускания резонансного каскада при нормальном режиме работы (кривая *1*) и при самовозбуждении (кривая *2*).

Прежде всего об устойчивости. К этому параметру УПЧ предъявляются особые требования, более жесткие, чем к УВЧ. Дело в том, что при подходе каскада к самовозбуждению в колебательный контур как бы вносится отрицательное сопротивление — мы об этом уже говорили. Это равносильно улучшению добротности контура, что приводит к сужению полосы частот, пропускаемых контуром. Взгляните на рис. 43 — на нем показана резонансная кривая сеточного контура при работе каскада в нормальном режиме (кривая *1*) и резонансная характеристика каскада, когда он самовозбуждается. Хорошо видно, как сильно сузилась в этом случае полоса пропускания. Конечно, когда каскад только подошел к режиму самовозбуждения, это сужение полосы пропускания значительно меньше, но все же заметно. Например, при расчетах усилителей считается допустимым, если полоса пропускания в результате внесения в колебательный контур отрицательного сопротивления сужается на 20%.

Из сказанного придется сделать вывод, что для УПЧ такое сужение полосы пропускания значительно опаснее, чем для УВЧ.

Вспомните, что мы говорили о допустимой погрешности сопряжения и о полосе пропускания входных контуров и контуров усилителя высокой частоты: у контуров этого усилителя полоса пропускания весьма велика (особенно на коротковолновом диапазоне), и ее сужение на 20% почти не окажет влияния на точность сопряжения, а тем более — на форму спектра частот принимаемого сигнала. Разве что на длинноволновом диапазоне и при очень высокой добротности контуров УВЧ такое сужение может привести к искажению принимаемого сигнала за счет «среза» боковых составляющих (полоса пропускания этих контуров станет у́же 10 *кгц*), но такой случай маловероятен при обычных значениях добротности контуров. Правда, сужение полосы пропускания контуров этого усилителя в любом случае отразится на допустимой величине погрешности сопряжения, но чтобы при этом пострадало качество воспроизведения радиопередачи, у приемника должно быть очень грубое сопряжение, т. е. фактическая погрешность сопряжения должна быть почти равна допустимой.

Иное дело в УПЧ — ведь его полоса пропускания выбирается узкой и строго определенной — 10 *кгц*, так как контуры этого усилителя создают избирательность по соседнему каналу. Любое сужение или расширение полосы пропускания этого усилителя весьма заметно скажется и на качестве воспроизведения радиопередачи, и на избирательности приемника по соседнему каналу. Вот почему к устойчивости работы этого усилителя предъявляются очень жесткие требования, причем тем жестче, чем у́же полоса пропускания.

Очень большое значение для устойчивой работы усилителя промежуточной частоты имеют емкости конденсаторов C_1 и C_2 в контурах фильтров промежуточной частоты (см. рис. 14). Вообще говоря, емкость этих конденсаторов желательно выбирать как можно меньше, так как чем она меньше, тем больше резонансное сопротивление контура (вспомните, $R_{рез}=Q/2\pi fC$) и, следовательно, тем больше усиление каскада. С другой стороны, чем меньше емкость этих конденсаторов, тем более подвержена изменению общая емкость контуров при смене ламп и транзисторов, ударах, изменении положения соединительных проводов и т. п. Поэтому при выборе емкостей контуров полосовых фильтров приходится находить компромиссное решение, при котором усилитель сохраняет требуемое постоянство частотной характеристики и одновременно обладает достаточным усилением. Поэтому с точки зрения получения максимального устойчивого усиления емкость этих конденсаторов должна быть:

$$C \geqslant 2Q\sqrt{\frac{SC_{пр}\cdot 10^{-18}}{2\pi f_п}}\ ,\ пф,$$

где $C_{пр}$ — емкость сетка — анод лампы, *пф*;
$f_п$ — промежуточная частота, *кгц*;
S — крутизна характеристики, *ма/в*.

В усилителях промежуточной частоты радиовещательных приемников ($f_п$=465 *кгц*) с полосой пропускания 8—10 *кгц* емкость этих конденсаторов выбирают в пределах 150—200 *пф*.

Теперь рассмотрим более внимательно форму частотной характеристики УПЧ, так как от нее во многом зависит и качество воспроизведения радиопередачи, и избирательность приемника по соседнему каналу. Как вы помните, наилучшая ее форма — П-образная, т. е. плоская вершина и строго вертикальные боковые склоны. Чем круче идут эти склоны, тем лучше избирательность по соседнему каналу, тем меньше искажения спектра принимаемого сигнала. Вот и посмотрим, как реальный УПЧ, вернее — его полосовой фильтр — удовлетворяет этим условиям.

Полосовой фильтр, т. е. система контуров, пропускающая сигналы только в определенной полосе частот, в простейшем случае состоит из двух индуктивно связанных колебательных контуров L_1C_1 и L_2C_2 (рис. 44). Форма резонансной характеристики такого фильтра зависит от добротности каждого из контуров и взаимоиндукции между катушками. Чем больше взаимоиндукция, т. е. чем больше связь между контурами, тем шире полоса пропускания.

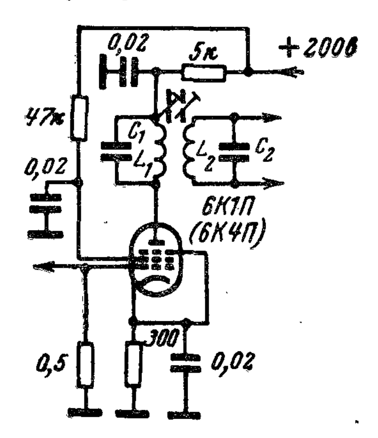


Рис. 44. Каскад УПЧ.

Частотные характеристики полосового фильтра при различных связях показаны на рис. 45. Вглядитесь внимательнее: на рисунке изображены только правые половины частотных характеристик — ведь частотная характеристика обычно симметрична относительно номинальной промежуточной частоты $f_п$. Правда, на осях этого графика отложены необычные величины. На вертикальной оси отложено ослабление, создаваемое фильтром на данной частоте по сравнению со случаем прохождения через фильтр сигнала на частоте $f_п$. Это ослабление выражено двояко; в относительных единицах — на правой стороне графика, и в децибелах — на левой стороне графика. По горизонтальной оси отложен «частотный параметр», но не просто частота, а так называемая обобщенная расстройка:

$$X=\frac{2\Delta f}{f_п}Q,$$

которая, как это видно из формулы, связывает обычную расстройку Δf (т. е. отклонение фактической промежуточной частоты f от номинальной $f_п$) с добротностью контуров фильтра Q. Но для начала вы относитесь к графикам на рис. 45 проще: считайте, что по вертикальной оси отложено ослабление сигнала при отклонении его частоты от значения номинальной промежуточной частоты $f_п$, а по горизонтальной оси — величина этого отклонения.

Давайте разберемся в кривых этого графика. Величина связи между контурами фильтра выражена на графике параметром $\eta=k_{св}Q$, где $k_{св}$ — коэффициент связи контуров. При $\eta=1$ связь критическая, т. е. характеристика еще имеет одновершинную форму, но при более сильной связи появляются уже две вершины. Таким образом, при $\eta\leqslant 1$ резонансные характеристики фильтра имеют одну, а при $\eta\geqslant 1$ — две вершины.

Какая же форма лучше — одновершинная или двухвершинная? Это зависит от необходимой полосы пропускания. Если она не превышает 6—10 *кгц*, то обычно выбирают связь, равную критической или несколько меньше, и резонансная характеристика фильтра имеет один максимум. Для получения более широкой полосы пропускания приходится применять связь выше критической, около 1,4—1,6. Как

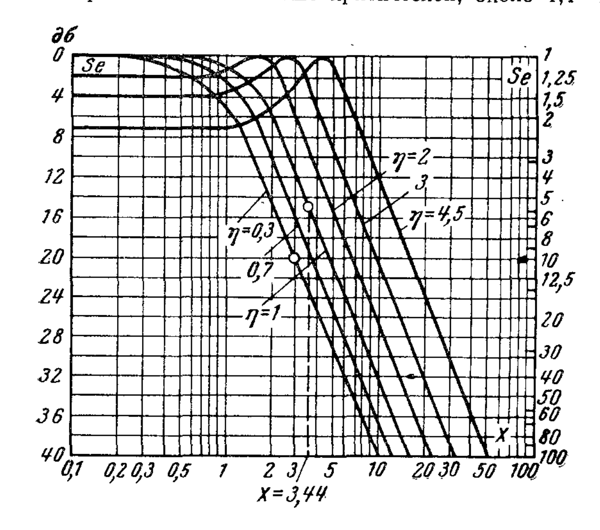


Рис. 45. Обобщенные резонансные характеристики двухконтурного полосового фильтра при различной связи между контурами.

видно из графика, характеристика при такой связи имеет два небольших горба с незначительной впадиной между ними.

По мере увеличения связи полоса пропускания расширяется, горбы отодвигаются один от другого, а впадина между ними углубляется.

Максимально допустимой связью принято считать такую, при которой провал доходит до величины $U/U_{рез}=0{,}7$ максимальной высоты кривой, т. е. до уровня, на котором отсчитывается полоса пропускания. Такая связь дает наивыгоднейшую форму резонансной характеристики с точки зрения избирательности ввиду резкого спада характеристики на границах полосы пропускания.

Теперь интересно посмотреть, как изменяются избирательность приемника и его полоса пропускания при изменении связи между катушками фильтра. Предположим, что наш приемник имеет однокаскадный усилитель промежуточной частоты ($f_п=465$ *кгц*), добротность контуров которого $Q=80$. Будем считать, что вначале связь между катушками фильтра равна критической, т. е. $\eta=1$. Определим, какой избирательностью и полосой пропускания будет обладать приемник.

Обобщенная расстройка при заданных значениях $f_п$, Q и расстройке $\Delta f=10$ *кгц* (т. е. для случая определения избирательности по соседнему каналу) будет равна:

$$X=\frac{2\Delta f}{f_п}Q=\frac{2\cdot 10}{465}80=3{,}44.$$

На горизонтальной оси графика на рис. 45 найдем точку, соответствующую обобщенной расстройке $X=3{,}44$, и восставим из этой точки перпендикуляр до пересечения с кривой, соответствующей $\eta=1$. Затем через найденную на кривой точку проводим горизонтальную линию и определим избирательность фильтра при данной рас-

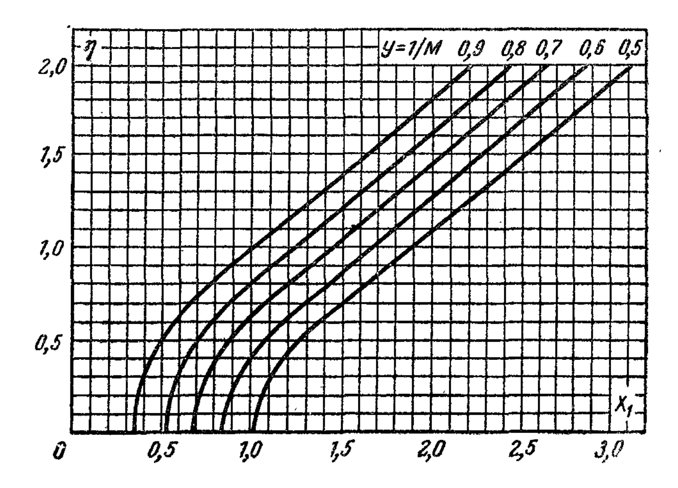


Рис. 46. График для определения полосы пропускания двухконтурного полосового фильтра.

стройке и добротности Q: избирательность $Se\approx 15$ *дб*. Так как в УПЧ приемника работают два фильтра (один на выходе преобразователя, а второй на выходе УПЧ), то общая избирательность по соседнему каналу, обеспечиваемая усилителем, составляет:

$$Se_{общ}=Sen=15\cdot 2=30\ дб,$$

где n — количество фильтров промежуточной частоты.

Чтобы определить полосу пропускания нашего УПЧ, воспользуемся графиками, показанными на рис. 46. На нем по вертикальной оси отложены значения знакомого нам параметра связи η, а по горизонтальной — обобщенная расстройка

$$X_1=\frac{2\Delta f}{f_п}Q,$$

где $2\Delta f$ — полоса пропускания УПЧ.

Каждая кривая графика вычислена для определенного значения $y=1/M$, где M — коэффициент частотных искажений одного каскада УПЧ. Если полоса частот, пропускаемая фильтром, определяется на уровне 0,7, то это соответствует частотным искажениям 3 *дб*, т. е. $M=1{,}41$ (имейте в виду, что $M_{дб}=20\lg M$).

Из приведенной формулы для X_1 следует, что полоса пропускания

$$2\Delta f=\frac{f_{п}X_1}{Q}$$

Определим эту полосу по графику на рис. 46 при выбранных нами величинах: $\eta=1$, $Q=80$, $f_{п}=465$ *кгц* и $M=1{,}41$ ($y=1/M=0{,}7$). Для этого из точки на графике, соответствующей $\eta=1$, проводим горизонтальную прямую до пересечения с кривой $y=0{,}7$ и затем, опустив из найденной на кривой точки перпендикуляр на горизонтальную ось, определим $X_1=1{,}45$. Следовательно,

$$2\Delta f=\frac{f_{п}X_1}{Q}=\frac{465\cdot 1{,}45}{80}=8{,}4\ кгц.$$

Предположим теперь, что мы изменили параметр связи, уменьшив его до $\eta=0{,}3$. Проделав самостоятельно те же расчеты, вы убедитесь, что избирательность приемника увеличилась до 47 *дб*, полоса пропускания сузилась до 4,36 *кгц*.

Проделанные нами расчеты наводят на очень важную мысль.

Представьте себе, что надо принять данную радиостанцию, но оказывается, что рядом с ней по частоте работает мощная местная станция. Естественно, что принять такую радиостанцию можно только в том случае, если радиоприемник обладает весьма высокой избирательностью по соседнему каналу. В самом деле, если мешающая мощная радиостанция отстоит от частоты настройки приемника всего на 10 *кгц*, а ее сигнал в антенне приемника в сотню раз сильнее сигнала дальней станции, то даже если фильтры промежуточной частоты создают ослабление в 40 *дб* (т. е. в 100 раз) на частотах, отстоящих на ±10 *кгц* от частоты настройки приемника, то даже в этом случае амплитуды сигнала принимаемой радиостанции и мешающей радиостанции на выходе детектора будут одинаковы. Следовательно, они будут слышны с одинаковой громкостью.

Как же быть? Неужели нельзя в таких условиях принять дальнюю радиостанцию?

Вычисления, проделанные нами выше, подсказывают выход: надо перейти на другую кривую η, т. е. уменьшить связь между катушками. При этом значительно возрастает избирательность приемника по соседнему каналу, и сигнал мешающей радиостанции будет подавлен в значительно большей степени. Например, в нашем расчете в первом случае (при $\eta=1$), когда избирательность приемника по соседнему каналу составляла 30 *дб*, подавление сигнала помехи было всего в 31,6 раза, а при уменьшении связи до $\eta=0{,}3$ ($Se=47$ *дб*) это подавление составляет уже 224 раза, т. е. оно увеличилось более чем в 7 раз. Это означает, что если в первом случае мы слышали обе радиостанции с одинаковой громкостью, то во втором случае громкость радиопередачи мешающей радиостанции уменьшилась в 7 раз. Поэтому если в первом случае ни о каком хорошем воспроизведении радиопередачи принимаемой радиостанции вообще не могло быть речи, то во втором случае радиопередача принимаемой станции хотя

и будет звучать на слабом фоне радиопередачи мешающей станции, но радиоприем будет возможен и воспроизведение радиопередачи будет вполне удовлетворительным.

Правда, воспроизведение принимаемой радиопередачи не будет высококачественным, и не только из-за наличия мешающего фона — радиопередачи другой станции, но и потому, что полоса пропускания приемника сузилась с 8,4 до 4,36 *кгц*. При столь узкой полосе пропускания боковые составляющие спектра принимаемого сигнала, соответствующие высшим частотам модуляции, будут срезаны — вернее, значительно ослаблены фильтрами промежуточной частоты,

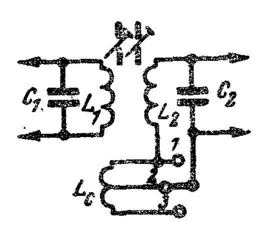


Рис. 47. Включение катушки связи в фильтр промежуточной частоты для регулирования полосы пропускания.

но с этим приходится мириться при плохих условиях приема дальней или слабой радиостанции.

Но предположим далее, что мы захотели принимать мощную и близкую радиостанцию, вокруг которой по частоте нет мешающих радиостанций, или их сигналы очень малы по сравнению с мощным сигналом радиостанции, на которую мы настроились. В этом случае высокая избирательность приемника по соседнему каналу нам ни к чему, если она досталась ценой значительного сужения полосы пропускания. Наоборот, теперь желательна как можно более широкая полоса, даже шире 10 *кгц*, чтобы пропустить к детектору все боковые составляющие спектра принимаемого сигнала.

Я думаю, вы уже пришли к мысли, что полосу пропускания УПЧ хорошо бы регулировать — когда надо сужать, чтобы повысить избирательность по соседнему каналу, а когда можно, наоборот, расширять. В хороших супергетеродинных приемниках так и делают. Для этого можно, например, изменить расстояние между катушками фильтров промежуточной частоты. Раздвинуты катушки — связь мала, сдвинуты — связь сделалась больше, причем достоинство такого способа в том, что связь можно изменять плавно, от минимального до максимального значения.

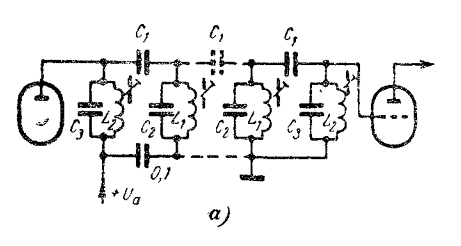
Однако делать фильтры промежуточной частоты с передвигающимися катушками довольно сложно, особенно в малогабаритных приемниках. Поэтому часто применяют ступенчатую регулировку связи путем включения витков дополнительной катушки L_c (рис. 47), которая состоит из нескольких витков и наматывается рядом с катушкой L_1. При установке переключателя в положение *1* катушка L_c отключена, и полоса пропускания определяется только связью между катушками L_1 и L_2. При установке переключателя в положение *2* часть витков катушки L_c включается последовательно с катушкой L_2, и полоса пропускания расширяется благодаря увеличению связи между контурами фильтра. Включение катушки L_c во второй контур фильтра практически не влияет на его настройку, так как индуктивность L_c много меньше L_2. Наконец, при установке переключателя

в положение 3 полоса пропускания еще больше расширяется за счет дальнейшего увеличения связи.

А теперь я хочу вас чуть-чуть разочаровать: изменение связи между катушками, как говорится, вещь хорошая, но не забывайте, что чем меньше связь, тем меньше коэффициент усиления, ибо

$$K = \frac{\eta}{\eta^2 + 1} SR_{рез}.$$

Следовательно, чем меньше связь и выше избирательность, тем меньше чувствительность приемника. Что поделаешь — у всякой медали есть оборотная сторона!



$U_{вых}$, $U_{макс}$, $U_{0,5}$, $U_{0,1}$, 0, f_1, $f_{ср}$, f_2, f, $2\Delta f_{0,5}$

б)

Рис. 48. Фильтр сосредоточенной селекции (*а*) и его частотная характеристика (*б*).

Надо заметить, что до сих пор мы говорили только о двухконтурных полосовых фильтрах. Как видите, они хотя и успешно справляются со своими функциями в супергетеродинном приемнике, но не лишены многих недостатков. Однако существуют и более совершенные полосовые фильтры, например так называемые фильтры сосредоточенной избирательности (сокращенно ФСИ, но часто их называют фильтрами сосредоточенной селекции и обозначают ФСС). Они обладают значительно лучшей П-образностью характеристики, чем двухконтурные фильтры — столь высокой, что один такой фильтр, включенный на входе УПЧ (на выходе преобразователя), способен обеспечить всю необходимую избирательность приемника по соседнему каналу, а УПЧ останется лишь функция усиления, т. е. он может быть апериодическим (не иметь резонансных контуров) или состоять из нескольких каскадов с одиночными контурами, настроенными на номинальную промежуточную частоту (такие каскады похожи на каскады УВЧ с непосредственным или автотрансформаторным включением контура). Надо подчеркнуть, что это очень хорошо, когда на входе УПЧ установлен фильтр с такой высокой избирательностью Ведь в обычном УПЧ частотоизбирательные элементы, или, проще говоря, фильтры промежуточной частоты, распределены по каскадам усилителя равномерно. Поэтому первый каскад усиливает не только полезные сигналы, но и сигналы мешающих радиостанций. Полезный сигнал и сигналы помех, взаимодействуя друг с другом, вызывают искажения. Если же на входе усилителя включен ФСС, то мешающие сигналы попадают в усилитель резко ослабленными, и искажения значительно уменьшаются.

Особенно полезно включение ФСС в транзисторном приемнике, так как шунтирование контуров фильтров входными и выходными сопротивлениями транзисторов не позволяет получить высокую избирательность с помощью двухконтурных полосовых фильтров. Правда, как и в усилителях высокой частоты, путем неполного включения контуров удается уменьшить это шунтирование. Однако из-за сильных внутренних связей в транзисторах настройка одного из каскадов довольно резко влияет на настройку другого. Поэтому применение полосовых фильтров во всех каскадах УПЧ транзисторного приемника — вообще сложная задача, и лучше ограничиться одиночными контурами малой избирательности, «поручив» обеспечение избирательности ФСС.

Такой фильтр представляет собой цепочку связанных контуров (рис. 48, *а*). Число контуров в зависимости от необходимой избирательности может быть от 3 до 13. Частотная характеристика фильтра (рис. 48, *б*) имеет очень крутые склоны, но на вершине кривой имеются впадины и пики, причем количество пиков равно числу контуров. Полоса пропускания определяется граничными частотами f_1 и f_2. Они соответствуют тем частотам в полосе пропускания фильтра, при которых напряжение на выходе фильтра уменьшается до уровня 0,5 (до 6 *дб*).

Избирательность фильтра зависит от добротности контуров и их количества. Чем выше добротность и чем больше количество звеньев, тем выше избирательность фильтра.

ИСКАЖЕНИЯ ПРИ ДЕТЕКТИРОВАНИИ

Как вам хорошо известно, современные радиовещательные приемники предназначены для приема сигналов радиостанций, работающих как с амплитудной (АМ), так и с частотной (ЧМ) модуляцией. Радиовещание с частотной модуляцией — это местное радиовещание на УКВ. Частотная модуляция значительно улучшает качество воспроизведения радиопередачи и увеличивает его помехоустойчивость. Почему это так, я расскажу несколько ниже, а сейчас мы рассмотрим работу детектора амплитудно-модулированных сигналов. Радиовещание с амплитудной модуляцией ведется на длинных, средних и коротких волнах и является, так сказать, наиболее распространенным; поэтому мы с него и начнем.

В подавляющем большинстве радиоприемников, особенно супергетеродинных, для детектирования АМ сигналов применяется диодный детектор, упрощенная схема которого приведена на рис. 49, *а*. Напряжение промежуточной частоты снимается со второго контура фильтра последнего каскада УПЧ и подается на последовательно включенные диод и резистор нагрузки детектора $R_н$. Первые же полупериоды высокочастотного напряжения, полярность которых позволяет создать ток через диод (рис. 49, *б*), образуют падение напряжения на резисторе $R_н$. Это напряжение является источником для заряда конденсатора *С*, включенного параллельно резистору $R_н$. Во время полупериодов высокочастотного напряжения противоположной полярности конденсатор *С* разряжается через резистор $R_н$, однако если сопротивление этого резистора велико, то конденсатор не успевает заметно разрядиться в течение длительности отрицательного полупериода и вновь подзаряжается во время следующего полупериода, когда диод отперт. В результате напряжение на конденсаторе *С* можно считать постоянным, но так будет только в том

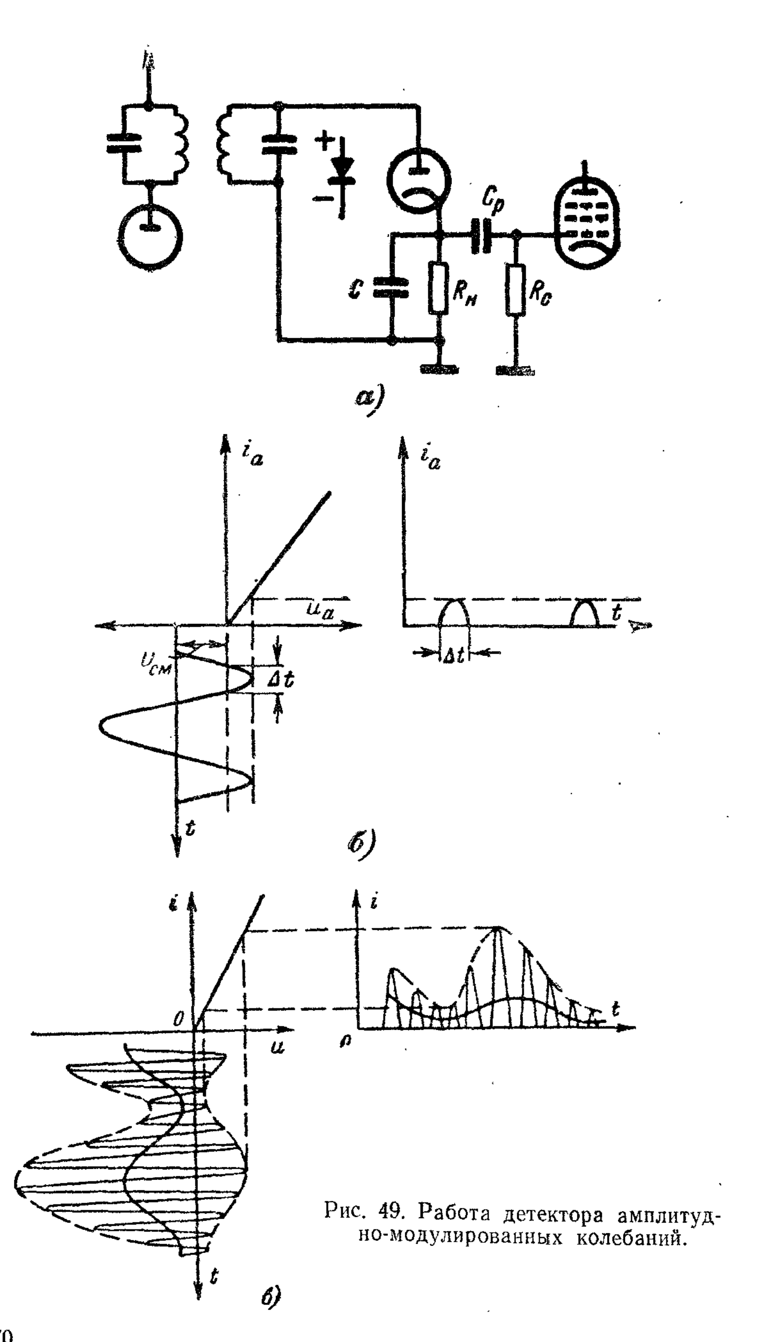


Рис. 49. Работа детектора амплитудно-модулированных колебаний.

случае, если амплитуда сигнала, подаваемого на детектор, постоянна, например, если приемник принимает немодулированный сигнал радиостанции. Если же амплитуда высокочастотного сигнала изменяется, т. е. сигнал радиостанции модулирован по амплитуде, то амплитуда импульсов тока через диод зависит от амплитуды соответствующих полупериодов высокочастотного сигнала, и конденсатор C заряжается соответственно то больше, то меньше. Таким образом, напряжение на конденсаторе C будет изменяться в соответствии с изменением огибающей модулированного высокочастотного сигнала. Это «напряжение звуковой частоты» через разделительный конденсатор $C_р$ подается на усилитель низкой частоты (УНЧ) приемника.

Заметим, что напряжение на конденсаторе C является в то же время и напряжением смещения, сдвигающим рабочую точку детектора в область отрицательных напряжений (рис. 49, *б*). При изменении напряжения на конденсаторе рабочая точка перемещается по характеристике. Поэтому ось развертки подводимых модулированных колебаний будет не прямой, соответствующей напряжению смещения при немодулированных колебаниях, а кривой линией, являющейся огибающей модулированных колебаний высокой частоты (рис. 49, *в*).

При выборе сопротивления резистора $R_н$ и емкости конденсатора C надо иметь в виду, что реактивное сопротивление конденсатора для колебаний высокой (несущей) частоты должно быть много меньше активного сопротивления резистора $R_н$, а для самой высокой из модулирующих частот, наоборот — реактивное сопротивление конденсатора C значительно больше активного сопротивления резистора $R_н$. Тогда полное сопротивление нагрузки детектора будет мало для высокочастотных колебаний и велико для модулирующего сигнала. В этом случае на нагрузке детектора выделится напряжение, повторяющее по форме модулирующий сигнал.

Вот тут-то и начинаются неприятности, а вернее сказать — нелинейные искажения. Дело в том, что сопротивление нагрузки $R_н$ желательно брать как можно большим. Ведь если не учитывать незначительного сопротивления отпертого диода, то резистор $R_н$ оказывается (во время положительных полупериодов) подключенным параллельно фильтру промежуточной частоты, т. е. он шунтирует фильтр. Если сопротивление резистора $R_н$ невелико, то резонансные и частотно-избирательные свойства фильтра резко ухудшаются. Однако это же сопротивление, как мы говорили, является цепью разряда конденсатора C. Так вот, если постоянная времени нагрузки детектора $R_нC$ велика, то разряд конденсатора через сопротивление начинает отставать во времени от изменения амплитуды колебаний высокой частоты, вызванных модуляцией. Таким образом, чем выше модулирующая частота, тем больше такое отставание, тем больше нелинейные искажения. Рассмотрим этот процесс подробнее.

Если припомнить, что было сказано выше о заряде и разряде конденсатора C, то станет ясно, что изменение среднего напряжения на выходе детектора происходит не по огибающей модулированного высокочастотного напряжения, а по экспоненциальной кривой разряда конденсатора (рис. 50). Вспомните, что во время положительных полупериодов диод может отпереться только в том случае, если амплитуда подводимого высокочастотного модулированного напряжения больше напряжения на конденсаторе C. Если же эта амплитуда окажется меньше напряжения на конденсаторе C, то диод будет оставаться запертым, так как положительное напряжение на его катоде будет больше напряжения на аноде. Вот именно такое поло-

жение и имеет место в промежуток времени от t_2 до t_3 (рис. 50). Действительно, в этот промежуток времени напряжение на конденсаторе C оказывается больше любой из амплитуд подводимого высокочастотного модулированного напряжения, так как конденсатор не успел разрядиться во время отрицательного полупериода после момента времени t_2. Диод при этом оказывается запертым в течение всего промежутка времени от t_2 до t_3, и детектор «не обращает внимания» на изменение входного модулированного напряжения, а напряжение на его выходе определяется экспоненциальной кривой разряда конденсатора C, которая, конечно, никак не зависит от измене-

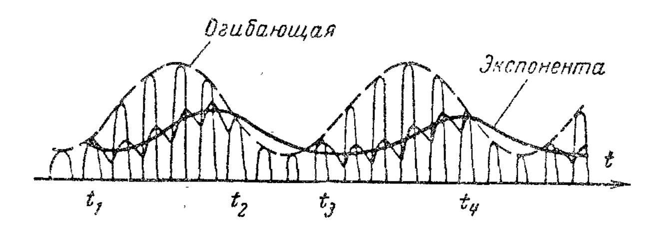


Рис. 50. Образование нелинейных искажений при амплитудном детектировании.

ния входного напряжения детектора. Таким образом, получается, что входное напряжение детектируется не все время, а только в течение промежутка времени от t_1 до t_2, а затем в течение промежутка времени от t_2 до t_3 разряжается конденсатор C. Естественно, при этом возникают нелинейные искажения, причем они тем более значительны, чем длительнее промежуток времени от t_2 до t_3.

От чего же зависит длительность этого промежутка времени? Очевидно, в первую очередь от сопротивления резистора $R_н$ и емкости конденсатора C. Чем больше эти величины, тем длительнее промежуток времени от t_2 до t_3. Но он зависит и от частоты модулирующего напряжения, а также от глубины модуляции: чем больше коэффициент модуляции и выше частота модулирующего сигнала, тем значительнее нелинейные искажения, — это хорошо видно из рис. 50.

Таким образом, надо очень осмотрительно подходить к выбору значений $R_н$ и C. Чтобы нелинейные искажения подобного вида отсутствовали или были практически незаметны, надо, чтобы постоянная времени цепи $R_нC$ удовлетворяла следующему условию:

$$R_нC < \frac{1}{2\pi F_в},$$

где $F_в$ — высшая частота модуляции высокочастотного напряжения, *гц*;

$R_нC$ — соответственно в омах и фарадах.

Отсюда емкость конденсатора C подсчитывается по формуле

$$C < \frac{1}{2\pi F_в R_н}.$$

Обычно $R_н$ составляет 0,5—1 *Мом*.

Но в диодном детекторе есть еще одна причина появления нелинейных искажений — влияние входной цепи усилителя низкой частоты. В выходной цепи детектора протекают две составляющие тока: постоянная составляющая $I_=$, определяемая сопротивлением нагрузки детектора $R_н$, и переменная составляющая звуковой частоты $I_\sim$, определяемая эквивалентным сопротивлением нагрузки детектора. На величину этой эквивалентной нагрузки оказывает влияние сопротивление R_c утечки сетки лампы первого каскада усилителя низкой частоты (УНЧ):

$$R_{н.э} = \frac{R_нR_c}{R_н + R_c}.$$

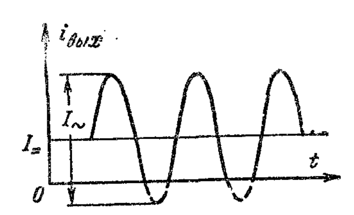


Рис. 51. Другой вид нелинейных искажений при амплитудном детектировании.

Рис. 52. Нагрузка детектора выполнена в виде двух резисторов (R_1 и R_2), что позволяет увеличить входное сопротивление детектора.

Естественно, что $R_{н.э}$ всегда меньше $R_н$. Так вот, если $R_{н.э}$ много меньше $R_н$, то может случиться, что амплитуда переменной составляющей выходного тока детектора окажется больше постоянной составляющей (рис. 51), и нижний участок полуволны окажется отсеченным, т. е. возникнут искажения формы сигнала.

Чтобы такого шунтирования не происходило, сопротивление резистора R_c в цепи сетки лампы первого каскада УНЧ должно быть большим (2,5—5 *Мом*). Однако резистор R_c не может иметь столь большого сопротивления, так как даже в нормальном режиме лампы при отрицательном смещении на сетке в ее цепи протекает постоянный ток. Правда, этот ток очень мал, но если сопротивление резистора R_c велико, то он может создать на этом резисторе большое напряжение, и лампа запрется. Поэтому сопротивление резистора R_c не должно быть более 0,5—1 *Мом*. Но в этом случае он сильно шунтирует нагрузку детектора, а также уменьшает входное сопротивление, ухудшая резонансные свойства фильтра промежуточной частоты.

Чтобы избежать этих противоречий, нагрузку детектора $R_н$ выполняют в виде двух последовательно включенных резисторов R_1 и R_2 (рис. 52). В этом случае резистор R_c включается параллельно не всей нагрузке детектора, а только резистору R_2 $\left(R_1 \approx \frac{1}{4} R_2\right)$.

Теперь о частотных искажениях. Они выражаются в зависимости коэффициента передачи напряжения детектора от частоты модуля-

ции принимаемого сигнала. Кстати, коэффициентом передачи напряжения детектора называется отношение

$$K_{д} = \frac{U_{н.ч}}{mU_{в.ч}},$$

где $U_{н.ч}$ — амплитуда напряжения низкой частоты на выходе детектора;

$U_{в.ч}$ — амплитуда напряжения несущей частоты на входе детектора;

m — коэффициент модуляции.

Чем больше коэффициент $K_{д}$, тем больше напряжение низкой частоты на выходе детектора.

Зависимость коэффициента $K_{д}$ от частоты модуляции объясняется тем обстоятельством, что сопротивление нагрузки детектора равно $R_{н}$ только на очень низких частотах модуляции. С повышением же частоты модуляции емкостное сопротивление конденсатора C уменьшается, и он все больше шунтирует резистор $R_{н}$. Результирующее сопротивление нагрузки детектора уменьшается, а это приводит к уменьшению напряжения $U_{н.ч}$ и, следовательно, к снижению величины коэффициента $K_{д}$.

В заключение разбора работы лампового диодного детектора надо ответить на вопрос, который, возможно, возник у вас в начале этой книги. Помните, рассказывая о чувствительности приемника, я сказал, что напряжение на входе детектора должно быть не менее 1 *в*. Это, так сказать, нормальные условия работы лампового диодного детектора, потому что если подать на его вход меньшее напряжение, то диодный детектор из линейного (т. е. работающего на линейном участке характеристики) превратится в квадратичный — работающий на начальном квадратическом участке вольт-амперной характеристики диода. При этом, как вы сами понимаете, возникнут весьма значительные нелинейные искажения.

В последнее время в радиовещательных приемниках, особенно в транзисторных, стали применяться полупроводниковые диоды. Работа детекторов с такими диодами не отличается от работы детекторов с электровакуумными диодами, за исключением следующего: в отличие от вакуумного, у полупроводникового диода имеется довольно значительный обратный ток, который протекает через диод в то время, когда диод заперт (вакуумный диод в это время почти совершенно не проводит ток). Поэтому конденсатор C во время отрицательных полупериодов высокочастотного напряжения разряжается не только через резистор $R_{н}$, но и через диод и контур фильтра промежуточной частоты. В результате фактическое сопротивление нагрузки уменьшается, а значит, уменьшается и входное сопротивление детектора со всеми вытекающими отсюда последствиями.

Перейдем теперь к частотному детектированию. Надо предупредить, что процессы, протекающие в частотном детекторе, значительно сложнее происходящих в амплитудном детекторе. Частотные детекторы весьма требовательны к настройке (в отличие от амплитудных, которые практически не требуют никакого налаживания). Поэтому я предлагаю подробно рассмотреть работу частотного детектора и те отклонения в их настройке, которые приводят к искажениям.

Как вы знаете, при частотной модуляции происходит девиация частоты радиопередатчика, а амплитуда высокочастотных колебаний

остается неизменной. Для детектирования частотно-модулированных колебаний необходимо, чтобы выходное напряжение детектора было пропорционально отклонению частоты принимаемых колебаний от средней промежуточной частоты (которая соответствует частоте колебаний, излучаемых передатчиком при отсутствии модуляции), т. е. характеристика детектора должна быть такой, как показано на рис. 53.

Чтобы при детектировании не возникали искажения, рабочий участок характеристики, т. е. участок шириной не менее $\Delta f = 150$ *кгц*,

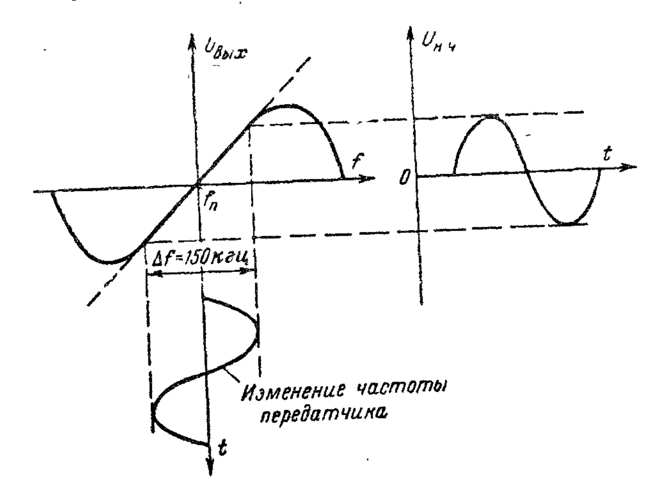


Рис. 53. Характеристика детектора частотно-модулированных сигналов.

должен быть линейным. Нулевое напряжение на выходе детектора должно соответствовать номинальной промежуточной частоте 8,4 *Мгц* (или 6,5 *Мгц*).

Чтобы понять работу частотного детектора, надо предварительно разобраться в фазовых соотношениях между э. д. с., токами и напряжениями в двух индуктивно связанных между собой контурах. Прежде всего надо отметить, что индуктированная во вторичном контуре L_2C_2 фазосдвигающего трансформатора э. д. с. всегда отстает по фазе на 90° от создавшего ее первичного тока — это следует из основных законов электромагнитной индукции.

Но помимо этого ток в первом контуре отстает по фазе на 90° от напряжения U, которое создает на этом контуре принимаемый сигнал. Поэтому э. д. с. во вторичном контуре, которая отстает от тока первого контура на 90°, отстает от напряжения U уже на 180°. Если оба контура настроены в резонанс, то ток во втором контуре совпадает по фазе с э. д. с., и, таким образом, он отстает по фазе от напряжения U на 180°. Напряжение же на втором контуре опережает на 90° ток в этом контуре и, следовательно, оно отстает на 90° от напряжения U первого контура.

Теперь перейдем к рассмотрению работы частотного детектора, схема которого приведена на рис. 54, *а*. В этой схеме контуры LC и L_1C_1 настроены на номинальную промежуточную частоту, т. е. соответствующую отсутствию модуляции. Резисторы R_1 и R_2 являются

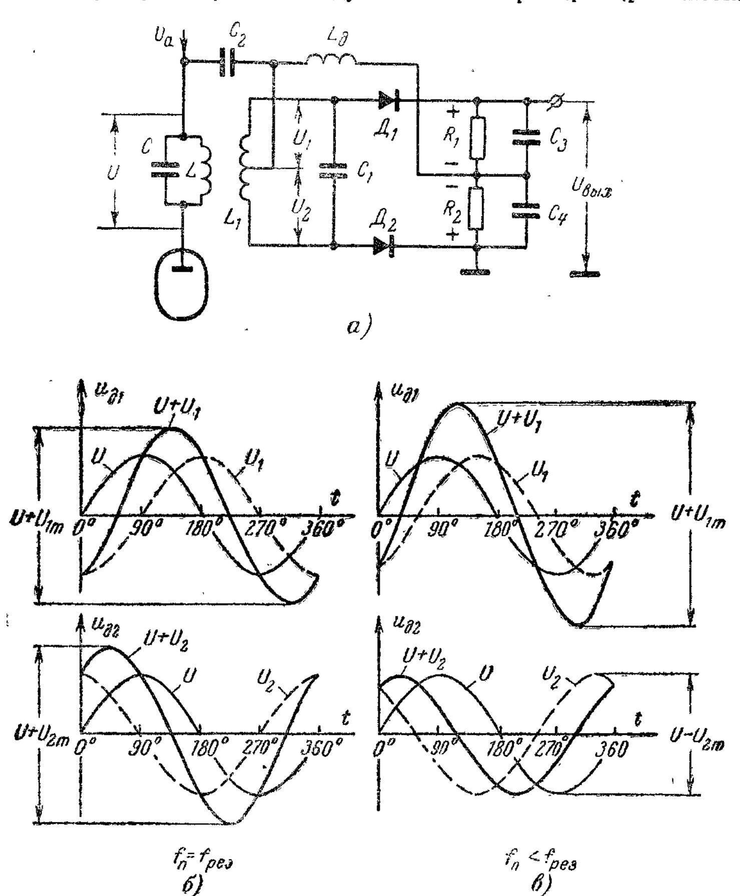


Рис. 54. Работа частотного детектора.

а — принципиальная схема детектора (дискриминатора); *б* — напряжения в цепях детектора при равенстве значений промежуточной частоты и резонансной частоты контура L_1C_1; *в* — то же, но при $f_п < f_{рез}$ контура L_1C_1.

нагрузочными. Замечу, что для токов высокой частоты конденсаторы C_2, C_3 и C_4 имеют очень малое сопротивление, а высокочастотный дроссель $L_д$, наоборот, представляет очень большое сопротивление. Поэтому практически можно считать, что этот дроссель по высокой частоте присоединен параллельно первому контуру LC и напряжение на нем равно напряжению U на этом контуре. Тогда на диоде $Д_1$ действует напряжение $U+U_1$, а на диоде $Д_2$ напряжение $U+U_2$, причем напряжения U_1 и U_2 равны по амплитуде, но сдвинуты по фазе на 180°, так как катушка L_1 имеет отвод от середины обмотки.

Рассмотрим сначала случай, когда модуляция отсутствует, и промежуточная частота соответствует своему номинальному значению, т. е. резонансной частоте контуров LC и L_1C_1. Как мы выяснили ранее, напряжение U_1 отстает по фазе от напряжения U на 90°; следовательно, напряжение U_2 опережает по фазе напряжение U на 90°. Это показано на рис. 54, *б*, причем на этом же графике можно определить геометрически суммарные напряжения на диодах $U+U_1$ и $U+U_2$. Как видно, оба суммарных напряжения равны по амплитуде, поэтому после выпрямления их диодами на резисторах R_1 и R_2 получаются равные, но противоположные по знаку постоянные напряжения, и выходное напряжение будет равно нулю.

Теперь предположим, что в результате модуляции частота принимаемого сигнала, а следовательно, и промежуточная частота уменьшились. При этом вторичный контур окажется расстроенным, и в нем будет преобладать емкостное сопротивление. В этом случае ток во вторичном контуре уже не будет совпадать по фазе с э. д. с. этого контура, а будет опережать его, например, на 30°, т. е. ток во втором контуре будет отставать от напряжения U уже не на 180°, а на 180—30=150°. В результате этого напряжение U_1, опережающее ток на 90°, отстает от напряжения U на 150—90=60°. Напряжение U_2, которое всегда отстает от напряжения U_1 на 180°, теперь опережает напряжение U на 120°.

Все перечисленное наглядно показано на рис. 54, *в*. Если теперь произвести сложение напряжений $U+U_1$ и $U+U_2$, то окажется, что напряжение $U+U_1$ увеличилось, а напряжение $U+U_2$ уменьшилось. Выпрямленное напряжение на резисторе R_1 теперь больше напряжения на резисторе R_2, а выходное напряжение (как разность этих напряжений) не равно нулю и имеет положительный знак относительно корпуса. Если же частота сигнала выше резонансной, то по тем же причинам напряжение $U+U_1$ окажется меньше, чем напряжение $U+U_2$, и выходное напряжение также не будет равно нулю, а получит отрицательный знак. Чем больше отклонение частоты сигнала от резонансной частоты контура L_1C_1, тем больше выходное напряжение, однако это получается лишь до известного предела, так как значительная расстройка приводит к уменьшению напряжения на контурах и на выходе.

Частотный детектор, схему которого мы только что рассмотрели, называется дискриминатором. Недостаток его заключается в том, что он требует включения перед собой специального каскада — ограничителя амплитуды принимаемого сигнала, иначе он будет воспринимать амплитудные помехи. Надо заметить, что подавляющее большинство помех радиоприему носит именно амплитудный характер, т. е. происходит как бы паразитная амплитудная модуляция сигнала помехой. Кстати, именно в борьбе с такой паразитной амплитудной модуляцией и проявляются замечательные свойства (вернее — одно из замечательных!) частотной модуляции — ее большая помехоустойчивость. Ведь при приеме АМ радиостанций бороться с такой паразитной амплитудной модуляцией крайне трудно, так как единственный способ устранить помеху — это выделить ее из частотного спектра полезной амплитудной модуляции. При приеме ЧМ радиостанции

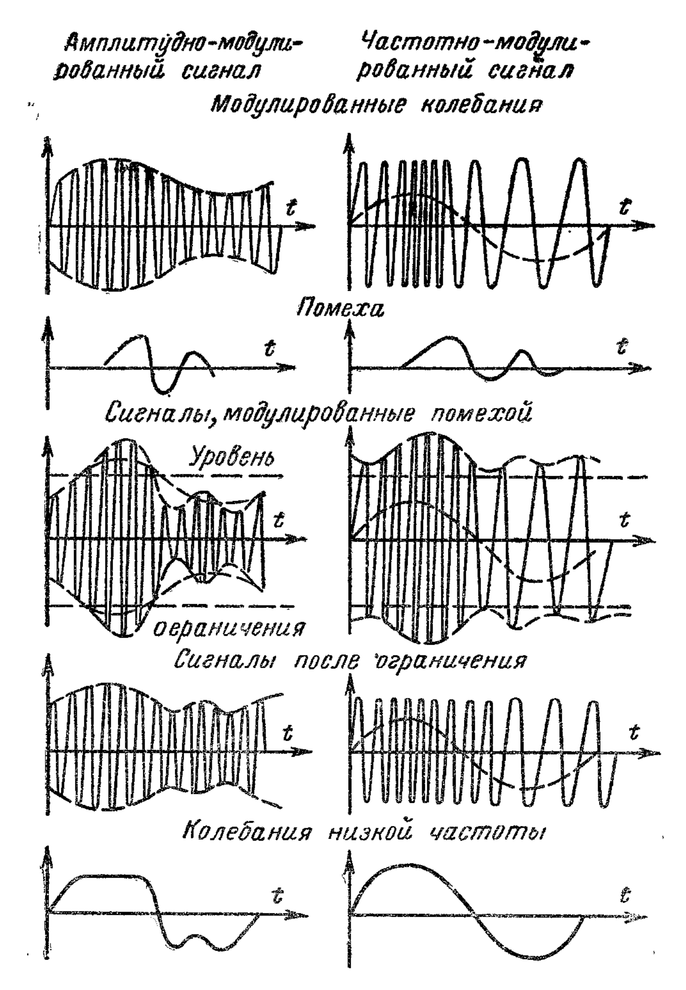


Рис. 55. Пояснение причины помехоустойчивости частотной модуляции.

эту задачу решить значительно проще — надо произвести ограничение принимаемого сигнала по амплитуде (рис. 55). Как видно из этого рисунка, амплитудное ограничение не создает искажений модуляции, так как модуляция ЧМ радиостанции выражается в изменении частоты колебаний, излучаемых радиостанцией. Иное дело ограничение АМ колебаний: в этом случае нарушается закон модуляции, что приводит к очень большим нелинейным искажениям.

Вот для такого предварительного ограничения амплитуды ЧМ сигнала и включают перед дискримииатором каскад-ограничитель. Однако в современных приемниках обычно обходятся без него, а применяют помехоустойчивый частотный детектор — так называемый детектор отношений (его еще называют дробным детектором). Схема его приведена на рис. 56. Она отличается от схемы дискриминатора тем, что диоды $Д_1$ и $Д_2$ соединены последовательно, и их нагрузочные резисторы R_1 и R_2 зашунтированы конденсатором большой емкости C_6 (10 *мкф*). Кроме того, включены конденсаторы C_3 и C_4 сравнительно малой емкости, представляющие значительное сопротивление для токов звуковой частоты. Выходное напряжение, получаемое

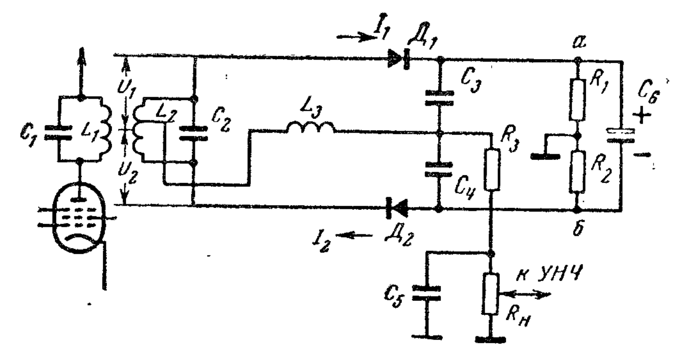


Рис. 56. Принципиальная схема симметричного детектора отношений.

между точкой соединения этих конденсаторов и корпусом, через фильтр R_3C_5 поступает на усилитель низкой частоты.

Невосприимчивость детектора отношений к амплитудным помехам объясняется следующим. При работе детектора вследствие большой емкости конденсатора C_6 напряжение на нем, а следовательно, и напряжение между точками *а* и *б* не может изменяться со звуковой частотой. Если принимаемый сигнал имеет паразитную амплитудную модуляцию, то она не сказывается на величине этого напряжения. Как мы выяснили из рассмотрения работы дискриминатора, при наличии частотной модуляции напряжения высокой частоты, подводимые к диодам $Д_1$ и $Д_2$, изменяются по амплитуде. Следовательно, меняются с частотой модуляции и напряжения на конденсаторах C_3 и C_4, но сумма их остается постоянной; происходит лишь перераспределение напряжения между этими конденсаторами. При этом меняется со звуковой частотой и выходное напряжение. Фильтр R_3C_5 создает некоторое ослабление колебаний верхних звуковых частот, которые обычно «поднимаются» на радиостанции.

Рассмотренная схема детектора называется симметричной, так как в ней «заземлена» точка соединения нагрузочных резисторов R_1 и R_2. Широко распространена и несимметричная схема детектора отношений, показанная на рис. 57. В этой схеме «заземлен» конец нагрузочного резистора R_1. Для компенсации разброса параметров полупроводниковых диодов включены резисторы R_2 и R_3, сопротив-

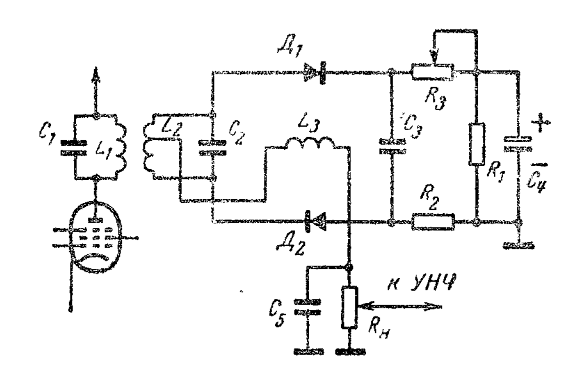


Рис. 57. Принципиальная схема несимметричного детектора отношений.

ление одного из которых подбирается при наладке схемы. Напряжение звуковой частоты создается между средней точкой катушки L_2 и корпусом и через дроссель L_3 поступает на УНЧ.

ИСКАЖЕНИЯ В НЧ УСИЛИТЕЛЕ

Мы подошли к последнему блоку радиоприемника — к усилителю низкой частоты (УНЧ). Надо сказать, что это основной источник искажений радиопередачи, причем искажений наиболее неприятных для слуха. Именно работа УНЧ определяет первое впечатление слушателя о радиоприемнике, о сочности и красоте звука. До сих пор мы имели дело с искажениями, так сказать, «радиотехническими» — уменьшением чувствительности, ухудшением избирательности и связанными с этим помехами от других радиостанций, с самовозбуждением и пр. Конечно, и эти искажения и помехи неприятны для слуха, но все же они больше воспринимаются как мешающий фон, а вот искажения, возникающие в УНЧ, сразу «бросаются в уши».

Кстати, а вы не задумывались, зачем вообще нужен УНЧ? Ведь на выходе детектора мы уже получили напряжение низкой частоты, неужели обязательно его усиливать?

Дело в том, что на выходе детектора напряжение звуковой частоты составляет в ламповом приемнике 1—2 *в*, а в случае применения в детекторе полупроводникового диода и того меньше. Учитывая весьма небольшие токи в цепях детектора, можно сказать, что на выходе детектора сигнал звуковой частоты имеет очень небольшую мощность. Однако для нормальной работы громкоговорителя к нему требуется подвести мощность в пределах от 0,1 до 3 *ва* (в зависимости от необходимой громкости звучания радиопередачи). Отсюда следует, что между детектором и громкоговорителем должен быть включен усилитель. На выходе такого усилителя должна работать электронная лампа или транзистор (или несколько электронных ламп и транзисторов), способных создать на сопротивлении нагрузки, т. е. на звуковой катушке громкоговорителя, мощность в несколько вольт-ампер. Однако такие мощные электронные лампы и транзисторы требуют для «раскачки» значительных входных напряжений. Например, выходная лампа 6П14П способна отдать мощность в несколько вольт-ампер только в том случае, если на ее управляющую сетку подано напряжение 4—8 *в*. Поэтому между детектором и выходным усилителем приходится включать предварительный усилитель.

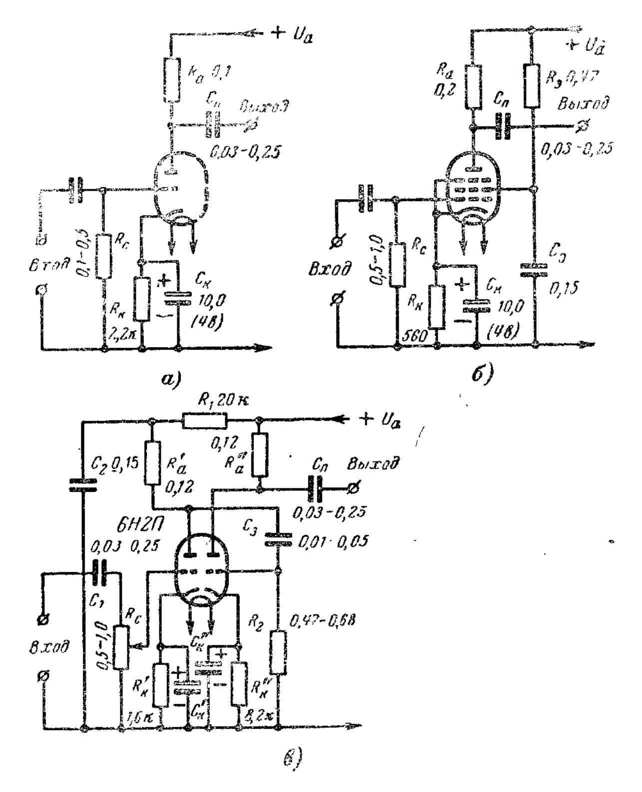


Рис. 58. Резистивные каскады усиления на триоде (*а*), пентоде (*б*) и двухкаскадный усилитель на двойном триоде (*в*).

Рассмотрим вначале ламповый УНЧ. Каскады предварительного усиления ламповых радиоприемников обычно работают по так называемой резистивной схеме (раньше ее называли схемой на сопротивлениях). Типовые схемы таких каскадов приведены на рис. 58. В каскадах предварительного усиления могут работать как триоды, так и пентоды. Сигнал низкой частоты с выхода детектора через регулятор громкости (о нем мы поговорим позднее) поступает на управляющую сетку лампы, усиливается и далее с анода лампы че-

рез переходной конденсатор $C_п$ поступает на управляющую сетку лампы выходного каскада. Если один каскад предварительного усиления не в состоянии обеспечить нужное усиление сигнала, то ставят два каскада предварительного усиления.

В УНЧ возможны как частотные, так и нелинейные искажения. Начнем с частотных искажений, т. е. неравномерности усиления колебаний различных частот. Чтобы выяснить причины таких искажений, рассмотрим эквивалентную схему усилительного каскада

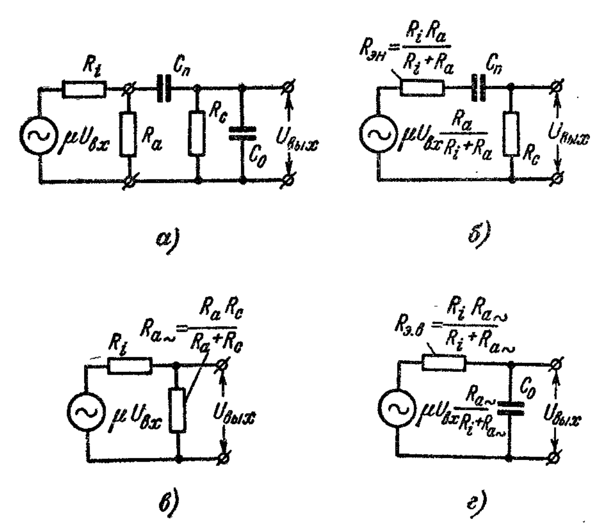


Рис. 59. Эквивалентные схемы резистивного усилительного каскада.

а — полная схема; *б* — схема для низших частот; *в* — схема для средних частот; *г* — схема для высших частот; μ — статический коэффициент усиления лампы.

(рис. 59, *а*). В этой схеме указаны далеко не все детали, которые можно видеть на принципиальной схеме каскада (например, рис. 58, *б*), а лишь те, которые непосредственно влияют на распределение токов и напряжений в реальной схеме. Так, не учтены цепи катодного смещения $R_кC_к$, цепи экранирующей сетки $R_эC_э$ и другие вспомогательные цепи. В то же время эквивалентная схема состоит из таких важных для процессов усиления цепей, как резистор анодной нагрузки $R_а$, переходный конденсатор $C_п$, резистор утечки сетки следующего каскада R_c и полной емкости C_0, нагружающей каскад «по переменному току». В эту емкость C_0 входят: выходная емкость лампы $C_{вых}$, суммарная емкость $C_м$ монтажа анодной цепи лампы и емкость $C_{вх}$ цепи управляющей сетки лампы следующего каскада.

Чтобы влияние емкостей на величину усиления в зависимости от частоты входного сигнала было лучше видно, нарисуем эквивалентные схемы усилительного каскада отдельно для низших, средних и высших частот (рис. 59, *б*, *в* и *г*). Емкость переходного конденсатора $C_п$ всегда достаточно велика (0,01—0,1 *мкф*), поэтому его сопротивление на высших и средних частотах звукового диапазона очень мало, и он практически не влияет на форму частотной характеристики каскада. Именно поэтому конденсатор $C_п$ исключен из эквивалентных схем для средних и высших частот. На низших же частотах сопротивление этого конденсатора уже значительно, и это приводит к падению усиления каскада (см. частотную характеристику на рис. 60).

Влияние емкости C_0 сказывается, наоборот, только на высших частотах диапазона, так как на низших и средних частотах шунтирующее действие этой емкости настолько незначительно, что им можно пренебречь. Именно поэтому емкость C_0 не включена в эквивалентные схемы низших и средних частот (рис. 59, *б* и *в*). На высших частотах сопротивление этой емкости уменьшается, и происходит падение усиления каскада (рис. 60).

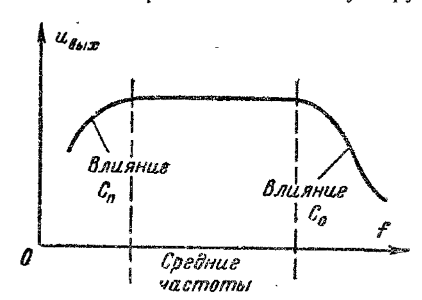


Рис. 60. Частотная характеристика резистивного усилительного каскада.

Надо заметить, что на низших частотах на форму частотной характеристики могут существенно влиять также вспомогательные цепи с конденсаторами большой емкости: цепь автоматического смещения $R_кC_к$ и развязывающая ячейка в цепи экранирующей сетки (конденсатор $C_э$ на рис. 58, *б*). Недостаточная емкость конденсаторов $C_к$ и $C_э$ снижает усиление на этих частотах.

Но не только частотные искажения мешают правильному усилению сигналов в УНЧ. В этих усилителях возможны и значительные нелинейные искажения, если неправильно выбраны режимы ламп (а также транзисторов, но об этом позднее). Чтобы разобраться в причинах появления нелинейных искажений, рассмотрим подробно рабочий режим пентода.

Вы, конечно, знаете, как работает радиолампа, и нам нет нужды на этом останавливаться. Знакомы вы и со статическими характеристиками работы лампы, например, анодно-сеточной и анодной. Однако надо подчеркнуть, что эти характеристики описывают работу лампы без нагрузки, т. е. когда в анодную цепь не включено сопротивление нагрузки. Статические характеристики иллюстрируют, так сказать, «холостой» режим работы лампы. И как только в анодную цепь включают нагрузку, картина изменяется.

Режим работы с нагрузкой отличается от «холостого» режима прежде всего тем, что при изменении напряжения на управляющей сетке происходит не только изменение анодного тока лампы (как это следует из статической анодно-сеточной характеристики), но и изменение напряжения на аноде лампы. В самом деле, ведь при протекании анодного тока через сопротивление нагрузки на этом сопротивлении происходит падение напряжения $u_R=i_aR_a$ (R_a — сопротивление анодной нагрузки). Но изменился анодный ток i_a, следова-

тельно, изменилось и падение напряжения u_R, изменилось и напряжение на аноде

$$u_a = E_a - u_R = E_a - i_a R_a,$$

где E_a — напряжение источника анодного питания.

Но, как вы помните, при изменении анодного напряжения изменяется и анодный ток. Таким образом, при работе лампы с нагрузкой анодный ток изменяется не только под действием входного сигнала на управляющей сетке, но и под действием изменения напря-

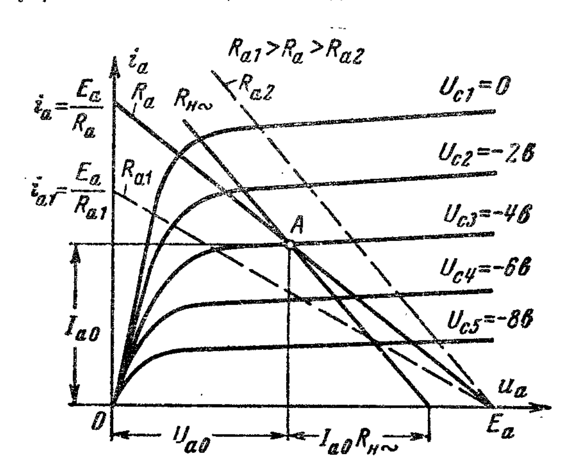


Рис. 61. Построение динамической выходной характеристики пентода для постоянного и переменного токов.

жения на аноде, т. е. анодный ток изменяется не по статической, а по динамической характеристике (иногда ее называют рабочей характеристикой лампы). Интересно обратить внимание, что включение нагрузки уменьшает общее изменение анодного тока, т. е. она как бы противодействует сетке лампы в изменении анодного тока. Например, при увеличении напряжения на сетке анодный ток увеличивается. При этом увеличивается падение напряжения на нагрузке и, следовательно, уменьшается напряжение на аноде лампы. Но уменьшение напряжения на аноде уменьшает анодный ток. Таким образом, сетка увеличила анодный ток, а нагрузка его снизила (конечно, влияние сетки значительно сильнее, чем нагрузки).

Чтобы все эти рассуждения стали более ясными, построим на анодной статической характеристике пентода его динамическую рабочую характеристику (иногда ее называют нагрузочной линией). Для этого рассуждаем следующим образом. Предположим вначале, что ток анода $i_a = 0$. Такое предположение соответствует запертой лампе. Очевидно, что в этом случае напряжение на аноде лампы равно напряжению источника анодного питания E_a, так как падение напряжения на нагрузке R_a отсутствует. Кстати, этот же вывод следует из уравнения, приведенного выше.

Поэтому отметим на оси напряжений семейства статических анодных характеристик точку E_a (рис. 61). Затем предположим, что напряжение на аноде $u_a = 0$. Очевидно, что в этом случае ток анода должен быть равен $i_a = E_a/R_a$. Конечно, в действительности таким ток лампы быть не может, ибо при нулевом анодном напряжении лампа вообще не работает. Отметим такой максимально возможный ток на оси токов семейства характеристик. Через полученные две точки проведем прямую линию — это и будет нагрузочная прямая, или рабочая динамическая анодная характеристика для выбранного значения нагрузки R_a. Если изменить значение сопротивления нагрузки R_a, например, увеличить его, то значение тока $i_{a1} = E_a/R_{a1}$ станет меньше i_a, и рабочая характеристика наклонится вниз вокруг точки E_a. При $R_a = \infty$ анодный ток прекратится. Наоборот, если уменьшить R_a, то анодный ток увеличится ($i_{a2} = E_a/R_{a2}$), и рабочая характеристика поднимется.

Однако надо заметить, что построенная нами характеристика — это рабочая характеристика постоянного тока. Она характеризует работу лампы при отсутствии на управляющей сетке переменного напряжения. Как только на сетке появятся электрические колебания, характеристика изменится и вот почему. Взгляните на рис. 58, *б*: анодная цепь лампы через конденсатор $C_п$ связана с входной цепью следующего каскада. Пока мы имели дело с постоянными токами в цепях каскада (а вернее, с очень медленно изменяющимися), влиянием входной цепи следующего каскада можно было пренебречь; в частности, пренебречь влиянием резистора R_c, так как конденсатор $C_п$ для постоянного тока имеет очень большое сопротивление. Но для переменного тока сопротивление этого конденсатора мало, и резистор R_c оказывается подключенным по переменному току параллельно сопротивлению анодной нагрузки R_a. Таким образом, общая величина сопротивления нагрузки лампы по переменному току $R_{н\sim} = \frac{R_a R_c}{R_a + R_c}$ меньше R_a. Следовательно, рабочая характеристика для переменного тока будет отличаться от рабочей характеристики для постоянного тока. При этом надо иметь в виду следующее. Обе эти характеристики будут совпадать в тот момент, когда переменное напряжение на сетке лампы проходит через нуль. Очевидно, что в этот момент напряжение на сетке будет равно напряжению смещения, например $U_c = -4$ *в* (о выборе напряжения смещения ниже мы поговорим подробнее). Поэтому обе характеристики пересекутся в точке, отмеченной на рис. 61 буквой *A*. Очевидно, что если предположить $i_a = 0$ (как это мы делали для построения рабочей характеристики для постоянного тока), то

$$u_{a\sim} = U_{a0} + I_{a0} R_{н\sim}.$$

Именно это напряжение $u_{a\sim}$ и будет определять ту вторую точку на горизонтальной оси семейства анодных характеристик, через которую пройдет рабочая характеристика для переменного тока.

Вот теперь, когда мы разобрались с характеристиками, отражающими работу лампы на переменном токе и при различных сопротивлениях нагрузки, можно приступить к рассмотрению причин возникновения нелинейных искажений в усилительном каскаде.

Прежде всего о выборе величины смещения на управляющей сетке лампы.

Чтобы сделать наши рассуждения более наглядными, построим по анодной рабочей характеристике сеточную рабочую характеристику. Кстати, обычно анодную характеристику называют выходной, а сеточную — входной рабочей характеристикой (или входной динамической характеристикой). Входная динамическая характеристика строится по точкам пересечения прямой для переменного тока с анодными статическими характеристиками (рис. 62). Как хорошо видно из рисунка, входная характеристика нелинейна, и именно в этом одна из причин возникновения нелинейных искажений усиливаемого сигнала.

Но вернемся к выбору величины напряжения смещения или, иными словами, к выбору положения рабочей точки (точки покоя, где входное переменное напряжение отсутствует). Я думаю, нет необходимости напоминать, что рабочая точка должна быть выбрана таким образом, чтобы входное переменное напряжение «укладывалось» в левой отрицательной области сеточных напряжений (как это показано на рис. 62), не заходя в область сеточных токов. В противном случае произойдет насыщение анодного тока и очень большие искажения усиливаемого сигнала. Для этого в приведенном на рис. 62 примере (входной сигнал показан сплошной линией) на управляющую сетку лампы надо подать отрицательное напряжение — 4 *в*. Тогда входной сигнал, складываясь с этим постоянным напряжением смещения рабочей точки, будет изменять напряжение на управляющей сетке от 0 до —8 *в**. Это напряжение смещения задается цепочкой $R_к C_к$, включенной в цепь катода лампы на схеме рис. 58. Образуется это напряжение следующим образом. По резистору $R_к$ проходит катодный ток лампы, складывающийся в основном из анодного тока и токов сеток (например, экранирующей сетки). В результате на резисторе происходит падение напряжения, причем полярность этого напряжения такова, что катод лампы оказывается положительным по отношению к управляющей сетке. Так как катод через резисторы $R_к$ и $R_с$ связан с управляющей сеткой, то подача на катод положительного потенциала равносильна подаче на управляющую сетку отрицательного потенциала; поэтому рабочая точка лампы сместится в область отрицательных сеточных напряжений характеристики.

Однако взгляните внимательнее на рис. 62: из-за нелинейности характеристик выходной сигнал стал нелинейным — его положительный полупериод больше отрицательного, т. е.

$$U'_{ma} > U'_{ma} \text{ и } I'_{ma} > I''_{ma}.$$

Участок *АБ* на входной и выходной характеристиках называется рабочим участком, так как в его пределах происходит работа лампы при выбранных смещении и амплитуде входного сигнала. Отрезок *АТ* соответствует положительному изменению входного сигнала, а отрезок *БТ* — отрицательному. Естественно, что нужно стремиться так выбрать положение рабочей точки на характеристике, чтобы точка *Т* делила участок *АБ* пополам — в этом случае нелинейные искажения будут минимальны или даже вообще отсутствовать. Однако это возможно лишь в том случае, если характеристики линейны, что практически не бывает. Конечно, нелинейность менее

* Конечно, в каскаде предварительного усиления столь большая амплитуда входного сигнала никогда не бывает, но мы пока не будем обращать на это внимания.

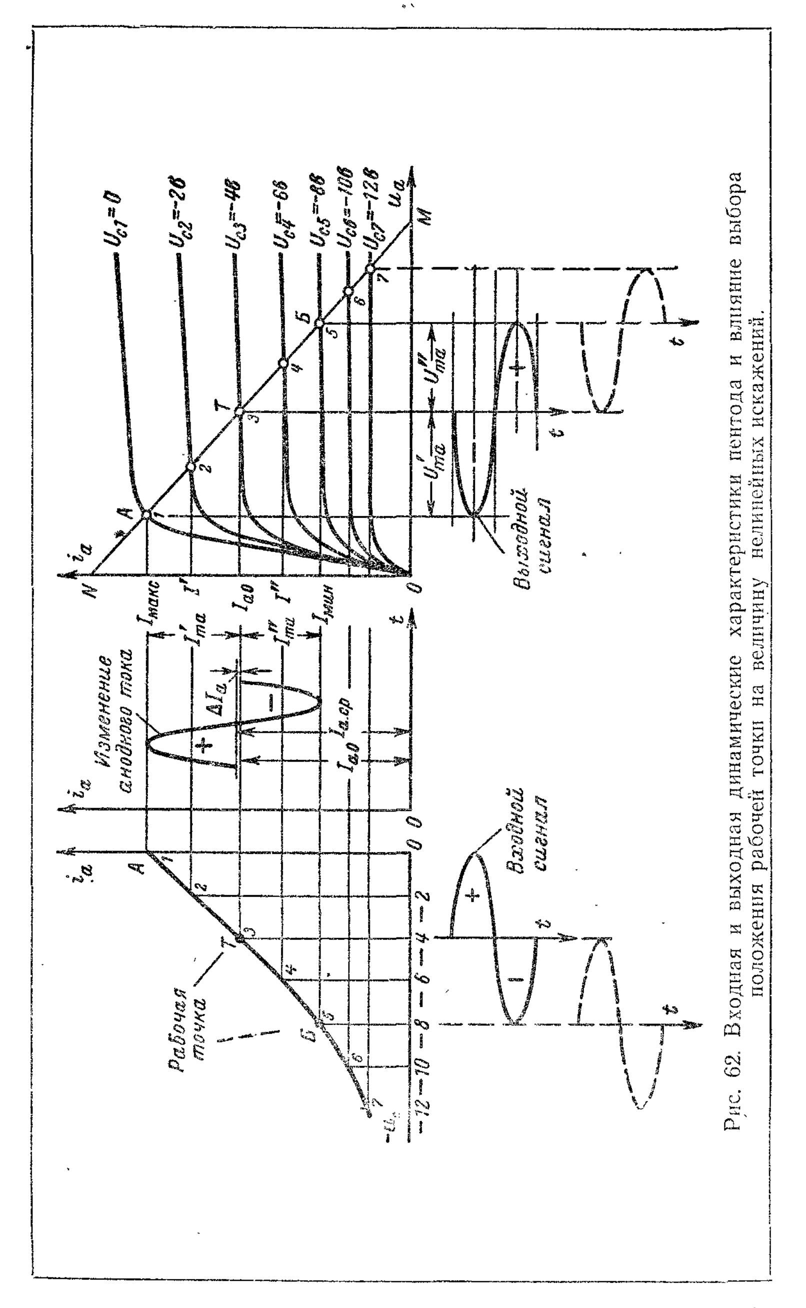


Рис. 62. Входная и выходная динамические характеристики пентода и влияние выбора положения рабочей точки на величину нелинейных искажений.

заметна при малой амплитуде входного сигнала, так как тогда участок *АБ* сжимается. Но в любом случае очень важно правильно выбрать положение рабочей точки на характеристике. Например, если переместить рабочую точку, а с ней и входной сигнал так, как показано на рис. 62 штриховой линией, то нелинейные искажения усиливаемого сигнала значительно возрастут.

Вследствие того что положительный полупериод изменения анодного тока больше отрицательного, постоянная составляющая анодного тока $I_{а.ср}$ становится больше тока покоя $I_{а0}$. Таким образом, если миллиамперметр, измеряющий постоянную составляющую анодного тока, показывает одну и ту же величину при отсутствии и наличии переменного напряжения на сетке лампы, то нелинейные искажения отсутствуют. Если же при подаче переменного напряжения на сетку показания миллиамперметра возрастают, то это сигнализирует о наличии нелинейных искажений (замечу, что приращение тока численно равно амплитуде второй гармоники).

Оценку величины нелинейных искажений производят коэффициентом гармоник $k_г$ (или коэффициентом нелинейных искажений). Он представляет собой отношение суммарного действующего значения всех высших гармоник, внесенных при усилении (помните, мы уже говорили, что нелинейные искажения — это прежде всего внесение новых колебаний с высшими частотами в спектр усиливаемого колебания), к действующему значению первой гармоники усиливаемого сигнала. Этот коэффициент можно измерить специальным прибором — измерителем нелинейных искажений или определить графически по динамической характеристике для переменного тока. Для этого, используя линию нагрузки для переменного тока (рис. 62), определяют значения анодного тока в пяти точках: $I_{макс}$, I', $I_{а0}$, I'' и $I_{мин}$. Токи $I_{макс}$ и $I_{мин}$ соответствуют амплитудным значениям входного напряжения, а токи I' и I'' — половинным значениям амплитуды этого напряжения. Амплитуду тока основного колебания усиливаемого сигнала (амплитуду первой гармоники) определяют по формуле

$$I_{а1} = \frac{I_{макс} - I_{мин} + I'' - I'}{3},$$

а коэффициенты второй, третьей и четвертой гармоник (коэффициенты более высоких гармоник определять нет надобности, так как они очень незначительны) определяют по следующим формулам:

$$k_{г2} = \frac{I_{макс} + I_{мин} - 2I_{а0}}{4I_{а1}} 100\%;$$

$$k_{г3} = \frac{I_{макс} - I_{мин} - 2I'' + 2I'}{6I_{а1}} 100\%;$$

$$k_{г4} = \frac{I_{макс} + I_{мин} - 4I'' - 4I' + 6I_{а0}}{12I_{а1}} 100\%.$$

Суммарный коэффициент нелинейных искажений

$$k_г = \sqrt{k_{г2}^2 + k_{г3}^2 + k_{г4}^2}.$$

Итак, мы рассмотрели, как влияет выбор величины напряжения смещения на управляющей сетке лампы на нелинейные искажения

усиливаемого сигнала. Однако еще раньше мы выяснили, что величина анодной нагрузки тоже сильно влияет на положение динамической характеристики, а следовательно, и на величину нелинейных искажений. Вспомните, что чем больше сопротивление анодной нагрузки, тем больше наклоняется линия динамической характеристики (линия нагрузки, как мы ее часто называем).

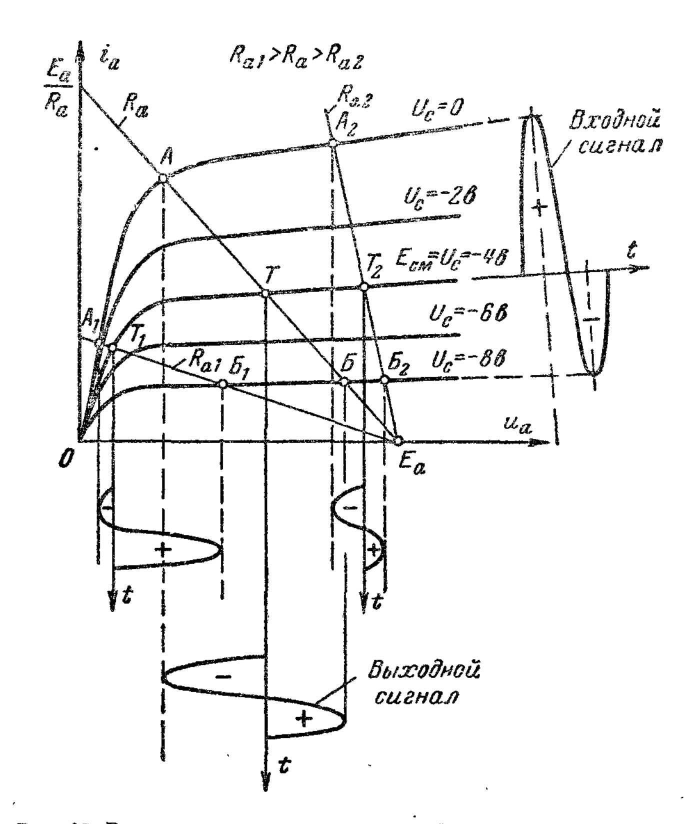


Рис. 63. Влияние сопротивления анодной нагрузки на величину нелинейных искажений.

Надо сказать, что для получения наименьших искажений сопротивление нагрузки $R_а$ должно быть вполне определенным. Взгляните на рис. 63 *: на нем показаны положения линий нагрузки при трех различных сопротивлениях нагрузки и форма выходного напряжения. Обратите внимание, что все три формы выходного напряжения со-

* Несимметрия входного сигнала на рисунке условная; на самом деле сигнал симметричен.

ответствуют одному и тому же положению рабочей точки (смещение на управляющей сетке $E_c = -4$ *в*) и вы убедитесь, как сильно зависят нелинейные искажения усиливаемого сигнала от величины анодной нагрузки.

Если сопротивление нагрузки больше оптимального ($R_{a1} > R_a$), то линия динамической характеристики сильно наклонена, и рабочий участок $A_1Б_1$ частично попадает в область загиба анодных статических характеристик. Поэтому форма выходного напряжения очень нелинейна, и отрицательный полупериод много меньше по амплитуде положительного. Вспомните, выше мы говорили, что минимальные нелинейные искажения получаются в том случае, если рабочая точка T делит рабочий участок пополам. В нашем же случае отрезок A_1T много меньше отрезка $TБ_1$.

Рассмотрим теперь другой крайний случай: сопротивление анодной нагрузки значительно меньше оптимальной величины ($R_{a2} < R_a$). В этом случае картина, конечно, лучше, чем при величине нагрузки R_{a1}, но амплитуда переменного выходного напряжения невелика (мал коэффициент усиления каскада) из-за того, что нагрузочная линия проходит очень круто. Нелинейные искажения теперь имеют «обратный знак» — отрицательный полупериод выходного переменного напряжения по амплитуде больше положительного.

Наилучшие результаты получаются при оптимальной величине анодной нагрузки R_a. При такой нагрузке точка T делит рабочий участок $AБ$ пополам и нелинейные искажения минимальны. Одновременно возросла и амплитуда выходного напряжения, т. е. каскад отдает большую мощность. Надо отметить, что практически каскад будет отдавать наибольшую мощность в таком режиме, при котором нелинейные искажения минимальны.

В заключение я должен признаться, что каскады предварительного усиления, о которых сейчас идет речь, работают при столь малых амплитудах входного сигнала, что вносимые нелинейные искажения весьма невелики и их практически можно не учитывать (если, конечно, режим работы выбран правильно!). Поэтому я рассказывал о нелинейных искажениях, динамических характеристиках, выборе величины сопротивления нагрузки и пр., так сказать, из «педагогических» соображений, чтобы подчеркнуть важность правильного выбора режима работы каскада. Но все это в полной мере нам пригодится в дальнейшем, когда мы будем говорить о работе мощных выходных каскадов.

Процессы усиления, происходящие в транзисторном каскаде, отличаются некоторыми особенностями. Прежде всего надо отметить следующее. Величина нелинейных искажений, возникающих при работе транзисторного каскада, зависит от соотношения входного сопротивления транзистора и внутреннего сопротивления источника усиливаемого сигнала. При этом очень важно, будет ли внутреннее сопротивление источника сигнала $R_{сиг}$ много больше входного сопротивления каскада $R_{вх}$ ($R_{сиг} \gg R_{вх}$) или, наоборот, входное сопротивление $R_{вх}$ много больше внутреннего сопротивления источника сигнала $R_{сиг}$ ($R_{вх} \gg R_{сиг}$).

Если соблюдается условие $R_{сиг} \gg R_{вх}$, то можно считать, что источник входного сигнала электрически замкнут накоротко, так как общий ток $i_{вх}$, протекающий во входной цепи транзисторного каскада через сопротивление $R_{вх}$ и внутреннее сопротивление источника $R_{сиг}$, ввиду малости $R_{вх}$ по сравнению с $R_{сиг}$ равен $i_{вх} = e_{вх}/R_{сиг}$ ($e_{вх}$ — э. д. с. источника сигнала). Очень важно, что в этом случае

ток $i_{вх}$ является синусоидальным (при синусоидальной э. д. с. источника сигнала, т. е. входной сигнал синусоидальный), так как $R_{сиг}$ линейно, а $R_{вх}$ практически не влияет на ток $i_{вх}$. Последнее очень хорошо, поскольку $R_{вх}$ транзистора — величина нелинейная, ибо нелинейна входная характеристика транзистора $i_{вх} = f(u_{вх})$ (см. рис. 64). Но так как входной ток $i_{вх}$ в нашем случае синусоидален, то и переменный ток на выходе транзистора тоже синусоидален — ведь зависимость выходного тока транзистора от входного практически линейна [конечно, небольшая нелинейность зависимости $i_{вх} = f(i_{вх})$ имеется, но это можно не принимать во внимание]. Очевидно, что и выходное напряжение транзисторного каскада $u_{вых} = i_{вх}R_н$ в нашем случае будет синусоидальным, т. е. усиление происходит с малыми нелинейными искажениями, хотя входное напряжение $u_{вх} = i_{вх}R_{вх}$ будет несинусоидальным.

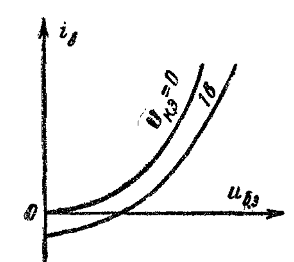
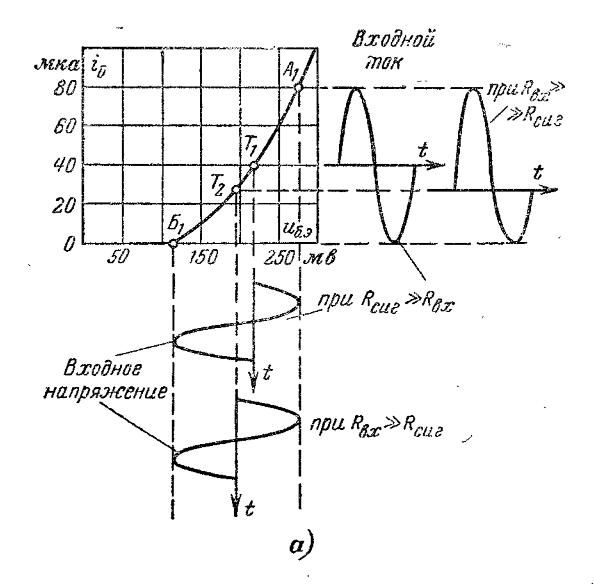


Рис. 64. Входная характеристика транзистора.

Именно в таком режиме обычно работают транзисторные усилительные каскады. Но если каскад работает от источника сигнала с малым внутренним сопротивлением ($R_{вх} \gg R_{сиг}$), то картина резко меняется. В этом случае входное напряжение синусоидально, поскольку оно приблизительно равно э. д. с. источника сигнала. Но, что называется, от этого не легче, так как входной ток $i_{вх} = e_{вх}/R_{вх}$ несинусоидален (ведь $R_{вх}$ нелинейно!). Поэтому и выходной ток, пропорциональный входному току, будет несинусоидальным, а следовательно, и выходное напряжение будет искаженным, несмотря на то, что входное напряжение было синусоидально.

Все сказанное хорошо подтверждает рис. 65. Линия нагрузки MN на семействе статических выходных характеристик транзистора строится так же, как это делается на характеристиках ламп: точка M соответствует напряжению на коллекторе $E_{к.э}$ при токе $i_к = 0$, а точка N соответствует току $i_к = E_{к.э}/R_в$. Выбрав рабочий участок $AБ$ и положение рабочей точки T, при котором этот участок делится пополам, переносим найденные точки на входную динамическую характеристику и получаем точки A_1, T_1 и $Б_1$. Из рис. 65, *б*, видно, что если положение рабочей точки соответствует точке T_1, то входной ток не искажен: оба его полупериода имеют одинаковые амплитуды. Однако входное напряжение при этом сильно искажено: его положительный полупериод по амплитуде значительно меньше отрицательного. Если теперь полученные для обоих случаев ($R_{сиг} \gg R_{вх}$ и $R_{вх} \gg R_{сиг}$) формы входного тока $i_б$ перенести на выходную динамическую характеристику (рис. 65, *а*) и построить форму выходного напряжения, то мы обнаружим следующее. В первом случае (когда $R_{сиг} \gg R_{вх}$) выходной ток и выходное напряжение не искажены [точнее сказать — мало искажены, так как некоторая нелинейность зависимости $i_{вых} = f(i_{вх})$ все же существует]. Во втором же случае (когда $R_{вх} \gg R_{сиг}$) выходной ток и выходное напряжение весьма искажены. При этом рабочая точка из положения T_1 на входной динамической характеристике перемещается в положение T_2 и, следовательно, из положения T на выходной динамической характеристике



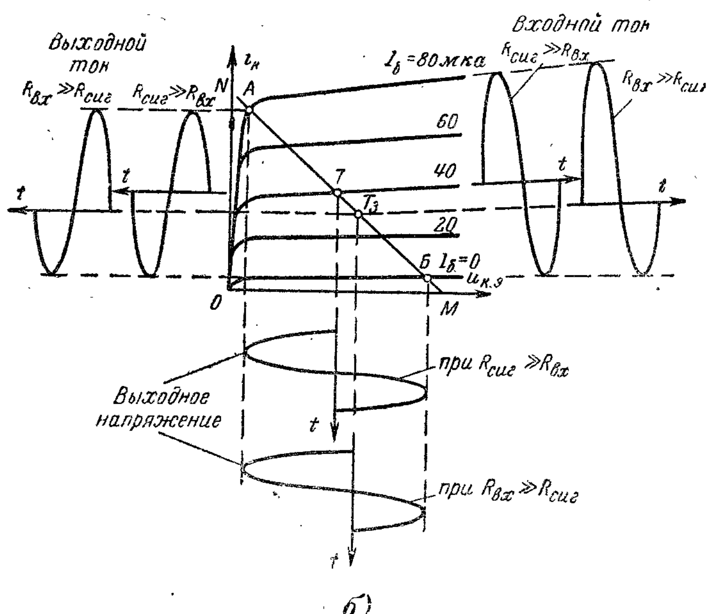


Рис. 65. Влияние величины внутреннего сопротивления источника входного сигнала на величину нелинейных искажений транзисторного резистивного усилителя.

а — семейство выходных статических характеристик; *б* — входная динамическая характеристика.

в положение T_3 и тем самым делит рабочий участок *АБ* на неравные части.

Однако не следует думать, что чем $R_{сиг}$ больше $R_{вх}$, тем лучше. Для транзисторного каскада характерна вполне определенная оптимальная величина внутреннего сопротивления источника сигнала $R_{сиг.опт}$, так как зависимость коэффициента нелинейных искажений от величины $R_{сиг}$, показанная на рис. 66, имеет перегиб. При этом надо иметь в виду, что значение $R_{вх}$ зависит от параметров самого транзистора (h_{11} и др.), а значение $R_{сиг}$ определяется не только внутренним сопротивлением источника сигнала, но и сопротивлениями резисторов R_1 и R_2 (см. рис. 40, *г*). Так вот: величина $R_{сиг.опт}$ является индивидуальной характеристикой транзистора данного типа в конкретном режиме и определяется опытным путем. Часто значение $R_{сиг.опт}$ имеет порядок величины входного сопротивления транзистора и в многокаскадных усилителях легко регулируется, так как в качестве $R_{сиг}$ выступает сопротивление $R_к$ в цепи питания коллектора предыдущего каскада.

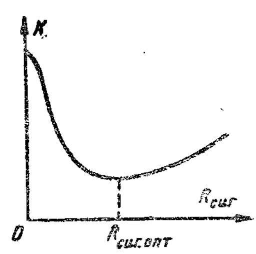


Рис. 66. Зависимость коэффициента гармоник от величины внутреннего сопротивления источника входного сигнала.

В заключение рассказа об искажениях в транзисторных резистивных усилительных каскадах замечу, что частотные искажения в них во многом возникают по тем же причинам, что и в ламповых каскадах. Так, в области низших частот искажения возникают из-за влияния емкостей переходных конденсаторов, которые включены на входе и выходе каскада, и конденсатора $C_э$, блокирующего резистор смещения $R_э$ в цепи эмиттера (см. рис. 40). Интересно отметить, что поскольку сопротивления в цепях транзисторного каскада много меньше соответствующих сопротивлений лампового каскада, то емкость, например, переходного конденсатора $C_п$ в транзисторном каскаде значительно больше. Чтобы подтвердить это, произведем расчет емкости конденсатора $C_п$.

Минимально допустимая емкость этого конденсатора определяется с учетом допустимых низкочастотных искажений по формуле:

для лампового каскада

$$C_п \geqslant \frac{1}{6{,}28 f_н R_с \sqrt{M_н^2 - 1}};$$

для транзисторного каскада

$$C_п \geqslant \frac{1}{6{,}28 f_н R_к \sqrt{M_н^2 - 1}},$$

где $M_н$ — коэффициент допустимых частотных искажений на низших частотах звукового диапазона. Этот коэффициент представляет собой отношение коэффициента усиления на средних частотах $k_{ср}$ к коэффициенту усиления $k_{fн}$ на нижней частоте усиления: $M_н = k_{ср}/k_{fн}$.

Приняв коэффициент частотных искажений на низшей частоте $M_н=1,08$ (на частоте $f_н=80$ *гц*) и $R_c=0,33$ *Мом*, получим для лампового каскада:

$$C_п = \frac{1}{6,28\cdot 80\cdot 0,33\cdot 10^6\sqrt{1,03^2-1}} \approx 0,025\ мкф.$$

При этих же значениях $M_н$, $f_н$ и $R_к=7\,500$ *ом* получим для транзисторного каскада:

$$C_п = \frac{1}{6,28\cdot 80\cdot 7\,500\sqrt{1,03^2-1}} \approx 0,5\ мкф.$$

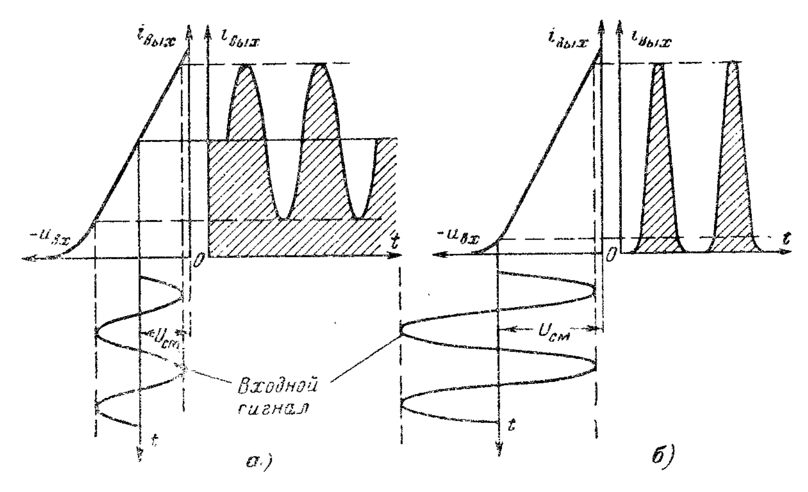


Рис. 67. Графики работы каскада в режиме А (*а*) и режиме В (*б*).

На высших частотах на форму частотной характеристики транзисторного каскада оказывают влияние паразитные емкости, шунтирующие, как и в ламповом каскаде, сигнальные цепи усилителя. В частности, большую роль играют емкости *p-n* переходов транзистора и зависимость коэффициента передачи тока транзистора от частоты (вспомните, что коэффициент передачи тока, т. е. коэффициент усиления транзистора, с увеличением частоты падает).

Перейдем теперь к выходному каскаду. В УНЧ радиоприемников применяют однотактные и двухтактные выходные каскады, причем двухтактные каскады могут работать как в режиме А, так и в режиме В.

Однако, что это значит: режим А и режим В?

Режим А — это такой режим, при котором в выходной цепи лампы или транзистора ток существует в течение всего периода усиливаемого сигнала. Из рис. 67, *а* видно, что в режиме А точка покоя находится примерно на середине прямолинейного участка характеристики лампы, причем среднее значение выходного тока $I_{ср}$ почти не зависит от амплитуды усиливаемого сигнала и мало отличается от тока покоя I_0. Это приводит к тому, что каскад, работающий в режиме А, неэкономичен, так как потребляет ток при отсутствии сигнала. Поэтому режим А следует применять лишь в тех случаях, когда это обстоятельство не имеет существенного значения, например, когда приемник питается от сети переменного тока, а выходной каскад небольшой мощности — не более 1—3 *вт*. Но, несмотря на неэкономичность, этот режим очень часто используется в выходных каскадах, так как нелинейные искажения усиливаемого сигнала в режиме А минимальны — ведь в этом режиме используется линейная часть динамической характеристики.

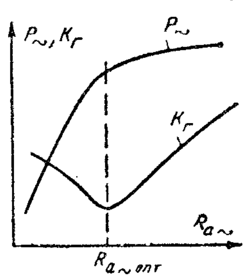


Рис. 68. Зависимость отдаваемой мощности и коэффициента гармоник от величины сопротивления нагрузки для переменного тока.

Режим В значительно более экономичен, так как при этом режиме выходной ток протекает в цепи лампы или транзистора только в течение примерно половины периода сигнала (рис. 67, *б*). В этом режиме напряжение смещения лишь немного меньше напряжения запирания лампы; точнее, оно выбирается таким, чтобы рабочая точка расположилась примерно в начале нижнего загиба характеристики. При этом среднее значение выходного тока оказывается почти пропорциональным амплитуде усиливаемого сигнала, падая до очень малого значения при отсутствии сигнала. Именно этим и объясняется высокая экономичность этого режима. Но, естественно, в таком режиме могут работать только двухтактные выходные каскады, в которых одно плечо работает при положительном, а другое — при отрицательном полупериоде входного сигнала, в результате чего воспроизводятся обе полуволны сигнала. Но о двухтактных выходных каскадах я расскажу позднее, сейчас же рассмотрим однотактные выходные каскады, которые всегда работают в режиме А.

В подавляющем большинстве случаев в однотактном выходном каскаде усилителя низкой частоты радиоприемника работают экранированные лампы — пентоды или лучевые тетроды. Объясняется это тем, что каскад с такими лампами по сравнению с триодами требует (при равной выходной мощности) меньшей амплитуды входного сигнала. Однако для выходного каскада на этих лампах требуется оптимальная величина анодной нагрузки по переменному току — помните, мы уже об этом говорили? Взгляните на рис. 68, на котором показана зависимость выходной мощности $P_\sim$ (переменная составляющая) от величины анодной нагрузки для переменного тока $R_{a\sim}$. Хорошо видно, что отдаваемая мощность $P_\sim$ при увеличении $R_{a\sim}$ вначале быстро растет, а затем рост ее замедляется, и она почти не увеличивается. На этом же графике нанесена кривая, показывающая значение коэффициента гармоник $k_г$, характеризующего величину нелинейных искажений. Таким образом можно сказать, что наилучший режим работы выходного однотактного каскада, при котором отдаваемая мощность близка к максимальной, а нелинейные искажения минимальны, будет в том случае, когда величина анодной

нагрузки для переменного тока равна оптимальной величине $R_{a\sim опт}$ (на рис. 68 это значение отмечено пунктирной линией). Но в выходном каскаде роль анодной нагрузки обычно выполняет выходной трансформатор (рис. 69). Поэтому рассмотрим влияние трансформатора на работу каскада, а также искажения, которые возникают в однотактном каскаде.

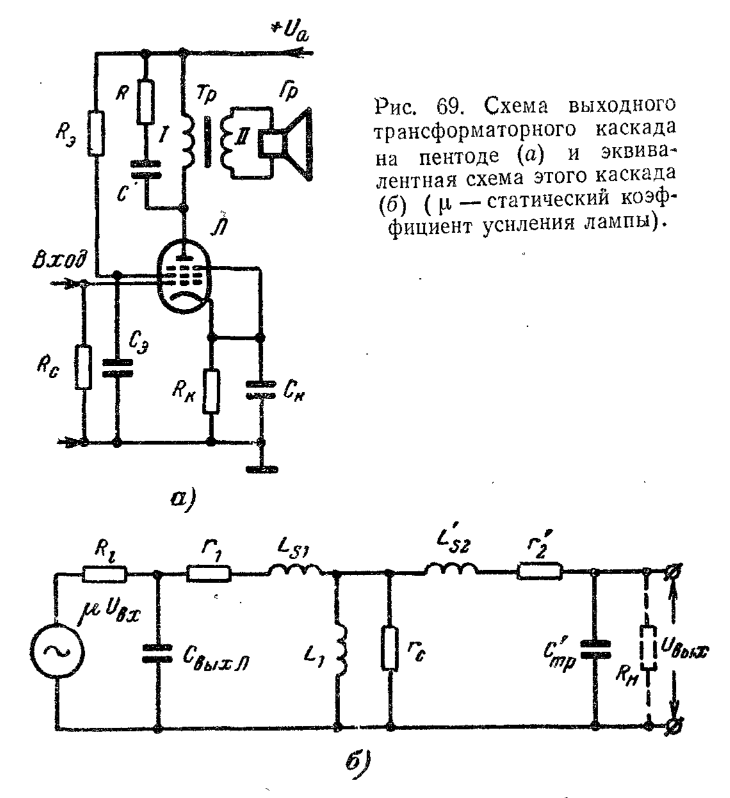


Рис. 69. Схема выходного трансформаторного каскада на пентоде (*а*) и эквивалентная схема этого каскада (*б*) (μ — статический коэффициент усиления лампы).

Сначала о частотной характеристике однотактного трансформаторного каскада. Как и для каскада предварительного усиления, все частоты звукового диапазона можно разделить на три области: нижние, средние и высшие частоты. В области низших частот на характеристику каскада влияет индуктивность первичной обмотки L_1 трансформатора. Взгляните на эквивалентную схему выходного трансформаторного каскада, показанную на рис. 69, *б*, — эта индуктивность включена параллельно нагрузке каскада $R_н$, поэтому она уменьшает выходное напряжение $U_{вых}$. Чем меньше частота усиливаемого сигнала, тем меньше сопротивление индуктивности L_1, тем больше эта обмотка шунтирует нагрузку, тем меньше выходное напряжение. Таким образом, на нижних частотах характеристика каскада имеет спад (рис. 70).

На средних частотах индуктивность первичной обмотки трансформатора практически не влияет на работу каскада, так как на этих частотах ее сопротивление уже очень велико. С повышением частоты на выходное напряжение должны начать влиять индуктивности рассеяния первичной L_{s1} и вторичной L_{s2} обмоток трансформатора [1], включенные последовательно с нагрузкой, а также собственная емкость трансформатора $C_{тр}$, шунтирующая нагрузку. Чем выше частота усиливаемого сигнала, тем больше сопротивления индуктивностей рассеяния L_{s1} и L_{s2}, тем больше на них падение напряжения и тем меньше выходное напряжение $U_{вых}$ (вспомните влияние R_a в каскаде предварительного усиления).

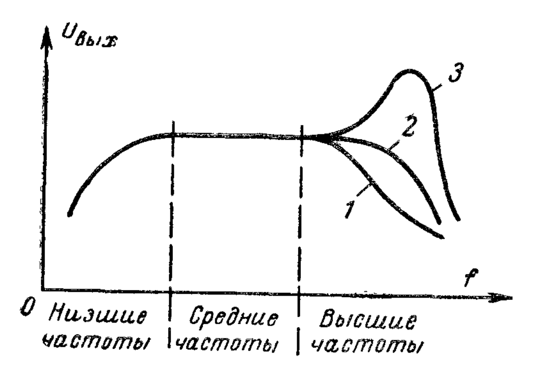


Рис. 70. Частотная характеристика выходного трансформаторного каскада.

Сопротивление емкости $C_{тр}$ с увеличением частоты сигнала уменьшается, поэтому емкость $C_{тр}$ сильнее шунтирует нагрузку и уменьшает выходное напряжение. Однако на средних частотах описанное влияние L_{s1}, L_{s2} и $C_{тр}$ еще очень незначительно, поэтому характеристика каскада в этой области прямолинейна и горизонтальна.

На верхних частотах влияние этих величин увеличивается, и частотная характеристика падает. Однако тут надо иметь в виду следующее. Звуковая катушка (т. е. нагрузка выходного каскада) электродинамического громкоговорителя для переменного тока представляет собой активное сопротивление, соединенное последовательно с индуктивностью. Поэтому полное сопротивление звуковой катушки увеличивается с ростом частоты, начиная с частот 500—1 000 *гц*. И может оказаться, что на верхних частотах, например на частоте 10 000 *гц*, это полное сопротивление в десяток раз превысит активное сопротивление звуковой катушки. А так как коэффициент усиления каскада в конечном счете (учитывая, конечно, влияние трансформатора) прямо пропорционален сопротивлению нагрузки, то

[1] В эквивалентной схеме рис 69, *б* все значения величин, относящихся к вторичной обмотке (L_{s_2}, r_2, C, $R_н$ и $U_{вых}$), должны быть приведены к первичной обмотке, например, $L'_{s_2} = L_{s_2}/n$, где n — коэффициент трансформации, но для простоты мы об этом не будем говорить.

частотная характеристика каскада на верхних частотах может приобрести очень большой подъем, что вызовет значительные частотные искажения (усилитель «высит», т. е. очень подчеркивает верхние частоты; в результате при передаче, например, речи появляется подсвистывание шипящих и свистящих звуков). Кроме того, так как каскад с экранированной лампой обладает наименьшими нелинейными искажениями лишь при работе с оптимальным значением сопротивления нагрузки, то увеличение сопротивления нагрузки с ростом частоты сильно повышает вносимые каскадом нелинейные искажения.

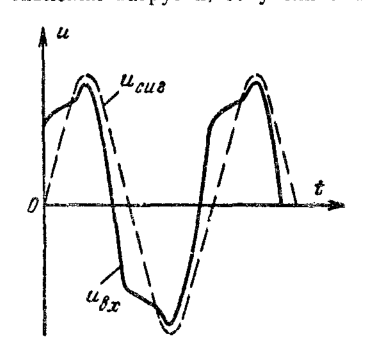


Рис. 71. Нелинейные искажения, возникающие в результате насыщения сердечника трансформатора.

Чтобы устранить это неприятное явление, параллельно первичной обмотке трансформатора включают последовательную цепочку из резистора R и конденсатора C (рис. 69, a). Если значения R и C подобраны правильно, то цепочка скомпенсирует увеличение сопротивления катушки громкоговорителя с ростом частоты, и сопротивление нагрузки анодной цепи лампы на всех частотах будет неизменно и равно $R_{\text{а}\sim\text{опт}}$. Такая корректирующая цепочка очень полезна и в том случае, если выходной каскад работает на мощном транзисторе. Но иногда вместо цепочки RC для исправления частотной характеристики и снижения нелинейных искажений используют отрицательную обратную связь, о чем будет рассказано позднее.

Рассмотрим теперь причины возникновения нелинейных искажений в выходном каскаде. Основной источник таких искажений — трансформатор. Известно, что при подключении трансформатора к источнику синусоидальной э. д. с. ток намагничивания $i_{\text{н}}$ в результате нелинейной характеристики намагничивания ферромагнитного сердечника оказывается несинусоидальным. Этот несинусоидальный ток создает на активном сопротивлении первичной обмотки трансформатора несинусоидальное падение напряжения $u_{\text{вх}}$ (рис. 71). В результате напряжение на нагрузке трансформатора также оказывается несинусоидальным, т. е. трансформатор вносит нелинейные искажения. Эти искажения резко возрастают как с увеличением амплитуды сигнала, так и с понижением его частоты, так как и то и другое увеличивает магнитную индукцию в сердечнике трансформатора, а следовательно, и ток намагничивания.

Выходные каскады всегда работают при больших амплитудах напряжения сигнала на управляющей сетке лампы. Поэтому к ним в полной мере относится все сказанное ранее о выборе напряжения смещения и об оптимальном сопротивлении нагрузки, при котором нелинейные искажения минимальны. Но надо иметь в виду, что для каскада, нагрузкой которого является трансформатор, рабочая характеристика строится иначе, чем для каскадов, рассмотренных ранее. Дело в том, что нагруженный трансформатор имеет различное сопротивление для постоянной и переменной составляющих анодного тока. Первичная обмотка трансформатора для постоянного тока представляет настолько малое сопротивление, что можно пренебречь потерей части постоянного питающего напряжения на этом сопротивлении и считать, что постоянное анодное напряжение $U_{\text{а0}}$ лампы равно напряжению анодного источника: $U_{\text{а0}}=E_{\text{а}}$. Но для переменной составляющей анодного тока сопротивление первичной обмотки трансформатора велико, порядка одного или нескольких R_i (R_i — внутреннее сопротивление лампы).

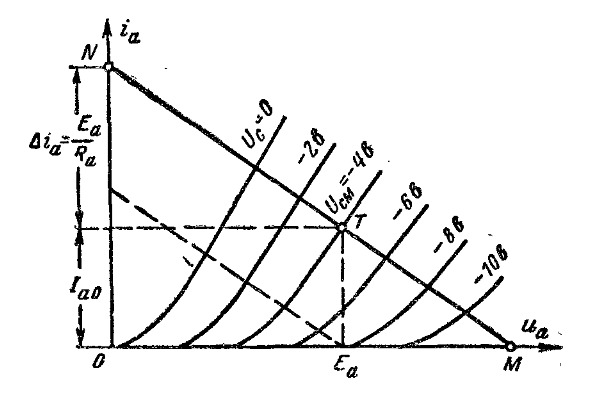


Рис. 72. Динамическая выходная характеристика лампы, работающей в трансформаторном каскаде.

Таким образом, по постоянному анодному току лампа работает практически без нагрузки, а по переменному — с нагрузкой. Поэтому если раньше напряжение на аноде лампы выражалось формулой

$$u_{\text{а}} = E_{\text{а}} - i_{\text{а}}R_{\text{а}},$$

то для выходного каскада с трансформатором вместо тока $i_{\text{а}}$ следует учитывать только приращение тока $\Delta i_{\text{а}}$, т. е. переменную составляющую анодного тока, поскольку нагрузочное сопротивление $R_{\text{а}}$ имеется лишь для нее:

$$u_{\text{а}} = E_{\text{а}} - \Delta i_{\text{а}}R_{\text{а}}.$$

Поэтому когда $\Delta i_{\text{а}}=0$, то (как мы условились выше) $u_{\text{а}}=E_{\text{а}}$. Следовательно, точка покоя соответствует анодному напряжению, равному $E_{\text{а}}$ (рис. 72).

Восставив из точки $E_{\text{а}}$ на горизонтальной оси графика перпендикуляр до пересечения со статической характеристикой, соответствующей выбранному напряжению смещения $U_{\text{см}}$, определим анодный ток покоя $I_{\text{а0}}$.

Итак, одну точку динамической характеристики мы определили — это точка T. Теперь поступим так же, как раньше: предположим, что $u_{\text{а}}=0$. Тогда из уравнения работы лампы следует: $\Delta i_{\text{а}}=E_{\text{а}}/R_{\text{а}}$. Конечно, это лишь умозрительный ток, который никогда не бывает в лампе (какой же ток при $u_{\text{а}}=0$!), но он показывает максимальное теоретическое приращение тока переменной составляющей над током покоя $I_{\text{а0}}$. Тем самым мы определяем вторую точку

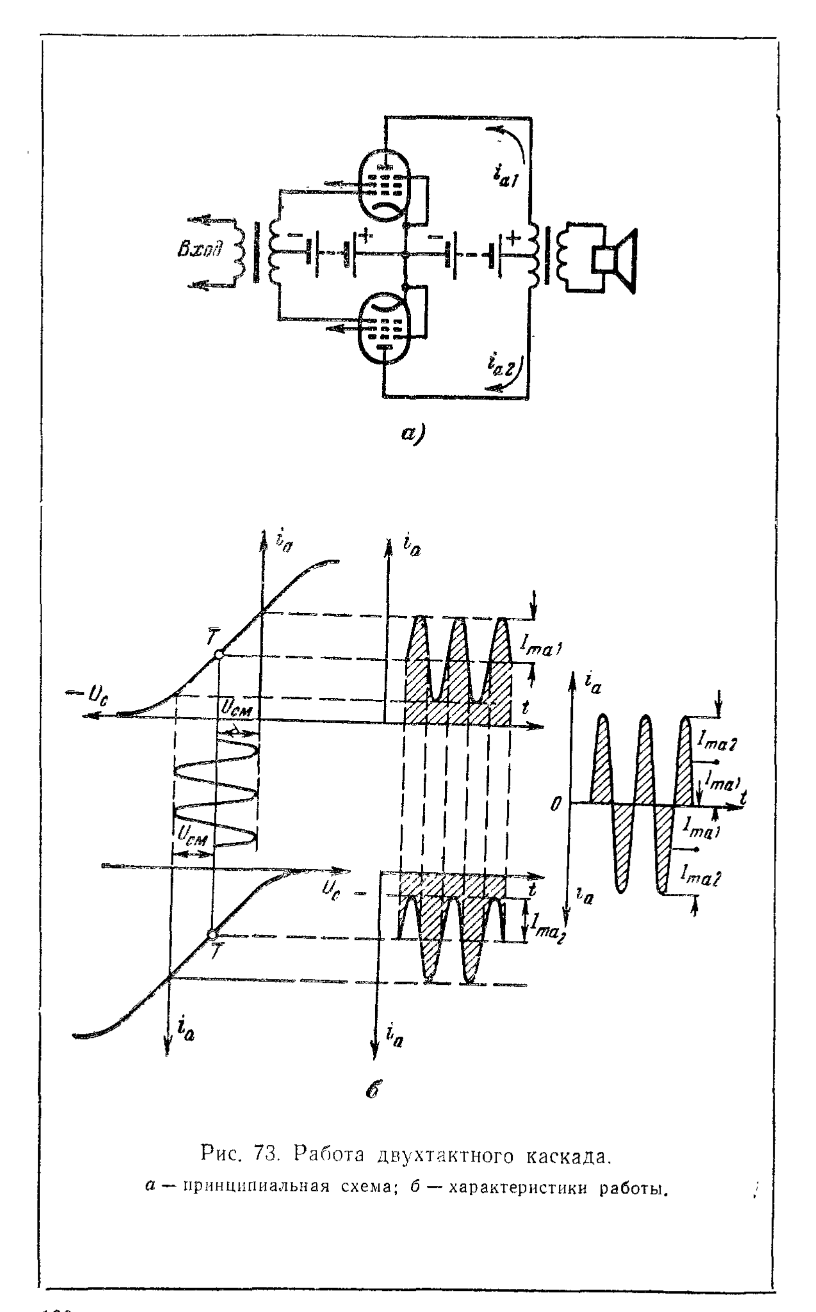


Рис. 73. Работа двухтактного каскада.
а — принципиальная схема; *б* — характеристики работы.

динамической характеристики N. Проведя через точки N и T прямую, получим рабочую характеристику для каскада с трансформатором. Обратите внимание, что полученная нами характеристика идет выше характеристики резисторного каскада, у которого $R_а$ одинаково для постоянной и переменной составляющих анодного тока (на рис. 72 эта характеристика показана штриховой линией). При этом получается, что во время отрицательного полупериода входного сигнала анодный ток становится меньше тока покоя $I_{а0}$, а напряжение на аноде повышается и достигает значений, превышающих $E_а$ (участок TM). Почему это происходит, вы сможете объяснить, если вспомните элементарную электротехнику. В самом деле, при увеличении тока $\Delta i_а$ происходит накопление энергии в магнитном поле катушки трансформатора. При этом приращение тока имеет такой же знак, как и сам ток, а из-за падения напряжения на $R_а$ напряжение анода понижается. При уменьшении же тока происходит обратное явление. Электродвижущая сила самоиндукции трансформатора меняет знак и поддерживает ток через обмотку трансформатора. Электродвижущая сила самоиндукции складывается с э. д. с. источника $E_а$, и напряжение анода возрастает. Теперь получается, что падение напряжения на $R_а$ не вычитается, а наоборот, складывается с $E_а$, а напряжение на аноде лампы становится больше $E_а$. При $\Delta i_а = -I_{а0}$ на аноде получается максимальное напряжение $u_{а.макс} = E_а + I_{а0}R_а$ (точка M).

Однотактные усилители на выходных пентодах 6П14П или им подобных изготовляются на выходную мощность не более 3—4 *вт*. Более мощные выходные каскады работают по двухтактной схеме. Особенно широко применяются такие схемы в транзисторных усилителях.

Двухтактные схемы могут работать в режиме А и режиме В. Рассмотрим сначала ламповый двухтактный каскад (рис. 73), работающий в режиме А. Обе части симметричны и работают в полном соответствии с тем, что было рассказано о работе однотактной схемы в режиме А, но их совместная работа протекает несколько иначе.

Начнем рассмотрение с того момента, когда входной сигнал отсутствует. В это время в анодных цепях обеих ламп протекают анодные токи покоя $I_{а0}$. Однако направления этих токов в первичной обмотке трансформатора противоположны, поэтому они как бы уничтожают действие друг друга. Но вот на сетках ламп появилось напряжение сигнала. Обратите внимание, что полярность входного сигнала на сетках ламп противоположна. Например, если на сетке лампы $Л_1$ она положительна, то в этот момент на сетке лампы $Л_2$ она отрицательна. В результате анодный ток лампы $Л_1$ возрастает, а анодный ток лампы $Л_2$ уменьшается. Однако суммарное действие этих изменений токов складывается. Действительно, симметрия токов, протекающих в первичной обмотке трансформатора, не была бы нарушена при увеличении тока $i_{а1}$ на $\Delta i_{а1}$ в том случае, если бы при этом увеличился и ток $i_{а2}$ на $\Delta i_{а2}$. Но произошло как раз обратное — ток $i_{а2}$ уменьшился на $\Delta i_{а2}$, т. е. на столько же, на сколько увеличился ток $i_{а1}$. Поэтому результирующее действие изменения токов будет $i_{а\ рез} = \Delta i_{а1} + \Delta i_{а2}$.

Таким образом, двухтактная схема выгодно отличается от однотактной.

Например, при равенстве анодных токов отсутствует постоянное подмагничивание сердечника выходного трансформатора — ведь токи покоя $I_{а0}$ равны и противоположны друг другу по знаку. Это

позволяет выбрать размеры трансформатора значительно меньшие, чем в однотактной схеме.

Далее, при равенстве переменных составляющих анодных токов магнитный поток в сердечнике создается только нечетными гармониками сигнала, которые проходят в первичной обмотке трансформатора в одном направлении. Четные гармоники анодных токов магнитный поток в трансформаторе не создают, так как протекают в первичной обмотке навстречу друг другу. Поэтому двухтактный каскад вносит значительно меньшие нелинейные искажения, чем однотактный. Кроме того, двухтактная схема малочувствительна к пульсациям напряжения питания, так как одинаковые по величине и направлению изменения анодных токов магнитного потока в трансформаторе не создают. Эта особенность двухтактного каскада позволяет упростить конструкцию фильтров выпрямителя.

Можно продолжить перечень достоинств двухтактных каскадов (например, они имеют малую паразитную связь с предыдущими каскадами, возникающую через общий источник питания, потому что к источнику проходят только четные гармоники, а на их частотах самовозбуждения усилителя не возникает), но все они проявляются лишь в том случае, если имеется хорошая симметрия плеч каскада. Однако идеальной симметрии достигнуть очень трудно. Поэтому на практике симметрию считают удовлетворительной, если постоянные анодные или коллекторные токи отличаются не более чем на 10—15%.

Выходные каскады (однотактные и двухтактные), работающие в режиме А, неэкономичны. В самом деле, даже во время покоя они потребляют весьма значительный ток, так как рабочая точка находится на середине рабочего участка динамической характеристики. При этом амплитуда входного сигнала должна быть меньше значения напряжения смещения, поэтому даже теоретически к. п. д. не может быть более 50%, а в действительности он не превышает 35—40%. В этом отношении значительно экономичнее двухтактные каскады, работающие в режиме В — их к. п. д. 75% и выше.

С режимом В вы уже знакомы: о нем я рассказал ранее, а если надо вспомнить, то взгляните на рис. 67, *б*. В отличие от двухтактного каскада, работающего в режиме А, плечо каскада в режиме В полпериода входного сигнала заперто, т. е. плечи работают поочередно. Магнитный поток в трансформаторе, создаваемый током покоя, проходящим по одной половине первичной обмотки, компенсируется точно таким же магнитным потоком, создаваемым током покоя, проходящим по другой половине первичной обмотки. Поэтому при прохождении сигнала через нулевое значение магнитный поток в сердечнике трансформатора отсутствует, и нагрузочная прямая каскада, работающего в режиме В, проходит не через точку покоя, а через точку U_0 на горизонтальной оси семейства статических выходных характеристик (рис. 74). Очевидно, что усилительный элемент (лампа или транзистор) работает только на верхней половине нагрузочной прямой, соответствующей одному полупериоду входного сигнала. Во время второго полупериода работает вторая лампа или транзистор.

Как следует из принципа работы двухтактного каскада в режиме В, в нем происходит компенсация четных гармоник, если, конечно, плечи каскада абсолютно симметричны. Однако из-за разброса параметров ламп и особенно транзисторов (обычно для работы в двухтактном каскаде производят специальный подбор ламп и

транзисторов) полупериоды усиливаемого сигнала на выходе каскада оказываются неравными, что приводит к появлению в выходном сигнале четных гармоник. При этом возникает ток подмагничивания, что сдвигает точку нагрузочной прямой, соответствующую прохождению сигнала через нуль, с горизонтальной оси вверх и вниз.

Надо отметить, что в каскаде, работающем в режиме В, существуют еще специфические нелинейные искажения, возникающие в момент отсечки анодных токов. Они связаны с процессами рассасывания энергии, запасенной в индуктивностях рассеивания обмоток трансформатора. Искажения этого вида растут с повышением частоты входного сигнала, так как при этом индуктивности рассеяния увеличиваются. Поэтому надо всячески уменьшить эти индуктивности.

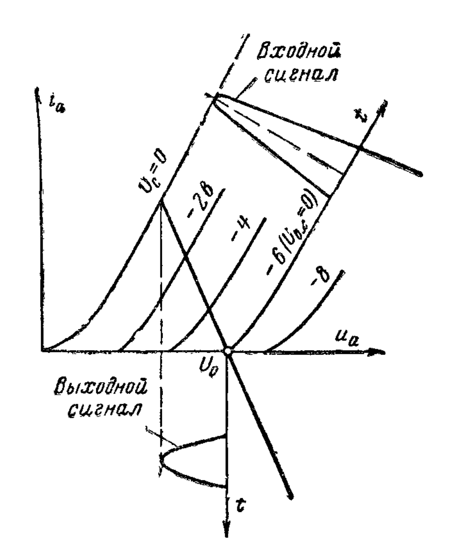


Рис. 74. Работа двухтактного каскада в режиме В.

Несколько слов о выборе положения точки покоя. Ее положение нельзя выбирать слишком «низко», т. е. очень близко от точки запирания, так как начальный участок входной динамической характеристики очень нелинеен, и форма выходного сигнала при малом входном напряжении будет заметно искажаться. Например, в транзисторных каскадах необходимое напряжение смещения лежит в пределах 0,1—0,2 *в* (для германиевых транзисторов; для кремниевых оно несколько выше).

Причины возникновения частотных искажений в каскадах, работающих в режиме В, те же, что и у каскадов, работающих в режиме А.

Из предыдущих рассуждений очевидно, что для работы двухтактного каскада на сетки ламп надо подавать противоположные по фазе напряжения, симметричные относительно «земли». В схеме, показанной на рис. 74, это делает входной трансформатор. Однако двухтактная схема с входным трансформатором в ламповых усилителях используется редко, так как применение трансформатора удорожает приемник и увеличивает вес; при этом трансформатор вносит дополнительные частотные и фазовые искажения. Поэтому значительно чаще для получения противоположных по фазе напряжений входного сигнала используются специальные инверсные схемы. Они представляют собой усилитель низкой частоты на резисторах с симметричным выходом. Простейшая инверсная схема показана на рис. 75. Усилитель имеет два нагрузочных резистора R_1 и R_2, включенных соответственно в цепь анода и катода лампы. В результате

такого включения фазы напряжений на нагрузках оказываются сдвинутыми на 180°. При равных сопротивлениях резисторов R_1 и R_2 напряжения U_1 и U_2 оказываются также равными. Поэтому на выходе фазоинверсного каскада получаются два одинаковых и сдвинутых на 180° напряжения, которые и подаются на управляющие сетки ламп оконечного двухтактного каскада.

Иногда применяют более совершенную двухтактную инверсную схему, показанную на рис. 76. Схема работает следующим образом. Сигнал низкой частоты поступает на сетку лампы $Л_1$ (обычно в качестве ламп $Л_1$ и $Л_2$ используется двойной триод), усиливается и че-

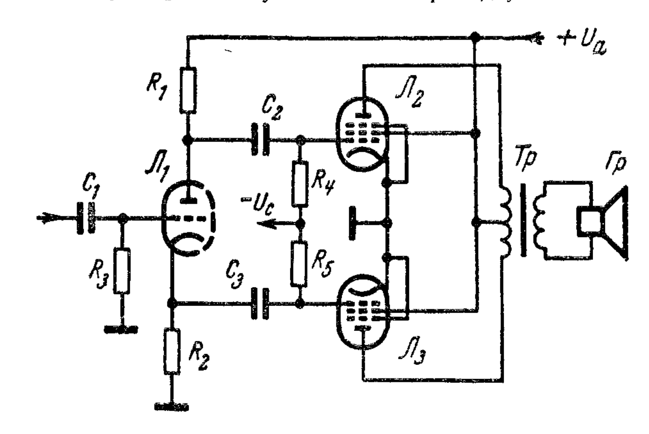


Рис. 75. Схема простейшего инверсного каскада.

рез переходный конденсатор $C_{п1}$ подается на сетку лампы $Л_3$. Так как сигнал уже прошел лампу $Л_1$, то напряжение на сетке лампы $Л_3$ отличается от напряжения входного сигнала (на сетке лампы $Л_1$) на 180°.

Напряжение сигнала на сетку лампы $Л_2$ подается с резистора R_2, образующего с резистором R_1 делитель. Фаза этого напряжения отличается от фазы входного сигнала на 180°. Напряжение, подаваемое на сетку лампы $Л_3$, больше напряжения входного сигнала в k раз (k — коэффициент усиления каскада на лампе $Л_1$), поэтому чтобы на сетке лампы $Л_2$ было такое же по величине напряжение, как напряжение входного сигнала на сетке лампы $Л_1$, сопротивление резистора R_2 должно быть в k раз меньше общего сопротивления делителя R_1+R_2. Если это условие выполнено, то на сетку лампы $Л_4$ оконечного каскада поступает такое же по величине напряжение сигнала, как и на сетку лампы $Л_3$, но сдвинутое по фазе на 180°.

Следует заметить, что описанная инверсная схема создает значительно большее усиление сигнала, чем однотактная инверсная схема, коэффициент усиления которой всегда меньше двух, что объясняется глубокой обратной связью (ведь резистор R_2 в схеме на рис. 75 нельзя шунтировать конденсатором, поэтому вспомните, что говорилось на стр. 86).

Помимо значительного усиления, двухтактная инверсная схема обладает свойством самобалансировать выходной каскад. Представим себе, что в какой-то момент времени напряжение на сетке лампы $Л_3$ оказалось больше, чем на сетке лампы $Л_4$, т. е. схема стала несимметричной. Однако возрастание напряжения на сетке лампы $Л_3$ означает и увеличение напряжения на делителе R_1—R_2; следовательно, увеличится напряжение и на сетке лампы $Л_2$. Это немедленно приведет к увеличению напряжения на выходе лампы $Л_2$. В результате на резисторе R_3 появится дополнительное напряжение, фаза

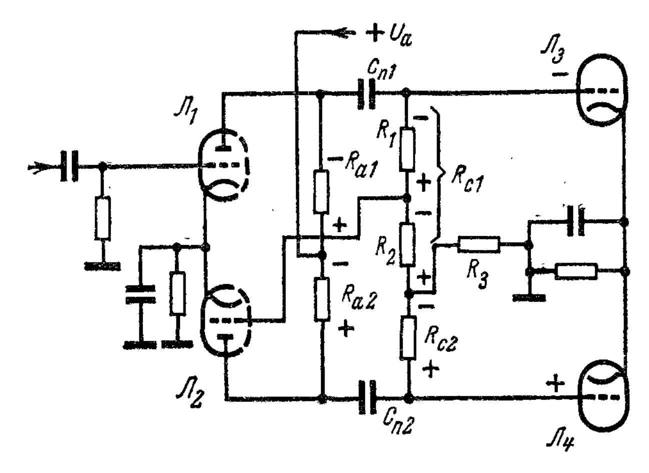


Рис. 76. Схема двухтактного инверсного каскада.

которого будет противоположна фазе напряжения на сетке лампы $Л_3$. Таким образом, любое отклонение величины напряжения на сетке лампы $Л_3$ сопровождается возникновением на резисторе R_3 дополнительного напряжения, которое выравнивает возникшую асимметрию (точнее, уменьшает асимметрию в несколько раз).

Многие усилители низкой частоты современных радиоприемников имеют цепи отрицательной обратной связи, причем эти цепи снабжены регуляторами тембра. Создание в усилителе отрицательной обратной связи позволяет значительно улучшить частотную характеристику усилителя, а значит, получить более высококачественное воспроизведение передачи.

Отрицательная обратная связь заключается в подаче части выходного напряжения на вход усилителя (или одного из его каскадов), причем фаза этого напряжения обратной связи отличается от фазы входного сигнала на угол 180° или близкий к нему. При этом происходит следующее: увеличение входного сигнала вызывает увеличение выходного напряжения усилителя, а значит, и увеличение напряжения обратной связи. Но так как напряжение обратной связи находится в противофазе (потому-то связь и называется отрицательной), то ее напряжение как бы вычитается из напряжения входного сигнала. Иными словами, результирующее напряжение на сетке

лампы оказывается меньше входного сигнала на величину напряжения обратной связи. Поэтому общее усиление уменьшается, т. е. введение отрицательной обратной связи уменьшает коэффициент усиления.

На первый взгляд кажется, что это плохо. Но взгляните на рис. 77 Слева показаны графики входного и выходного напряжений усилителя. Входное напряжение $u_{вх}$ синусоидально, а выходное напряжение $u_{вых}$ искажено, причем нелинейные искажения в усилителе таковы, что положительная полуволна выходного напряжения больше отрицательной полуволны. Теперь взгляните на правый рисунок: графики показывают форму входного и выходного напряжений усилителя, охваченного отрицательной обратной связью. Как и прежде, входное напряжение $u_{вх}$ синусоидально. Напряжение отрицательной обратной связи $u_{о.с}$ находится в противофазе, причем так как оно является частью выходного искаженного напряжения усилителя, то его положительная полуволна меньше отрицательной. Суммарное напряжение $u_с$, т. е. действительно существующее на входе усилителя, равно разности $u_{вх}$ и $u_{о.с}$ (на рис. 77, *б* оно показано жирной линией). Это суммарное напряжение $u_с$ имеет положительную полуволну с меньшей амплитудой, а отрицательную — с большей. Так как амплитуда положительной полуволны меньше, на выходе усилителя напряжение теперь близко к синусоидальному. Таким образом, введение отрицательной обратной связи привело к уменьшению нелинейных искажений.

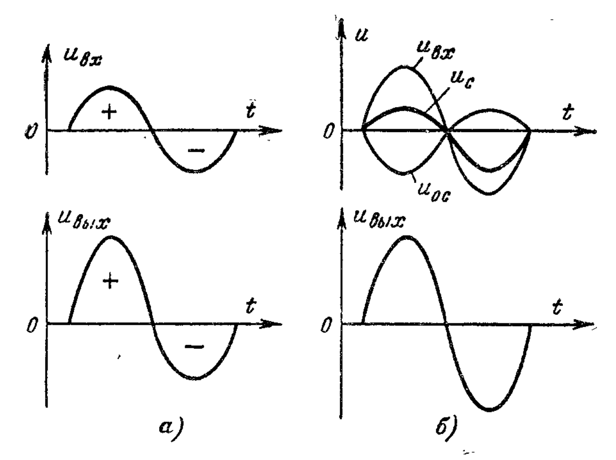


Рис. 77. Наличие в усилителе отрицательной обратной связи уменьшает нелинейные искажения.

а — обратная связь отсутствует; *б* — в усилителе имеется напряжение отрицательной обратной связи.

Одновременно происходит и выравнивание частотной характеристики усилителя. Вспомните, что она имеет завалы на высших и низших частотах по отношению к средней частоте. Поэтому выходное напряжение усилителя на крайних частотах падает. Следовательно, при этом уменьшается и напряжение обратной связи, подаваемое в противофазе на вход усилителя. В результате действие отрицательной обратной связи на крайних частотах сказывается в меньшей степени, чем на средних частотах. Следовательно, общий коэффициент усиления на средних частотах уменьшается значительнее, чем на крайних частотах, и общая частотная характеристика выравнивается.

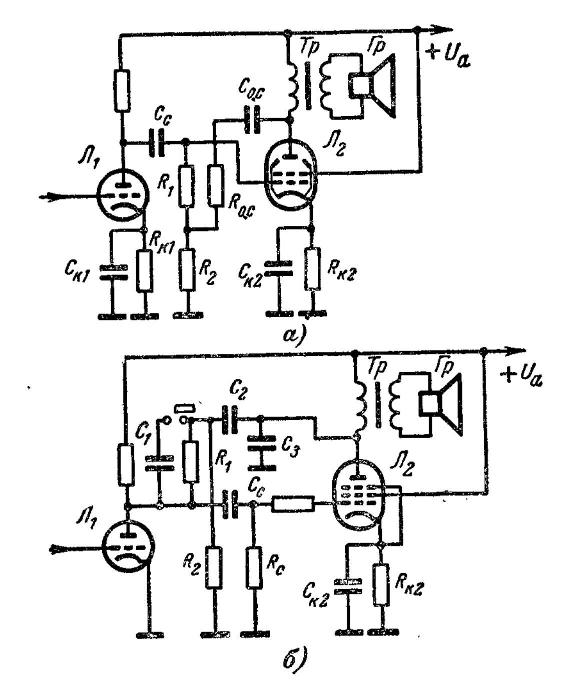


Рис. 78. Схемы выходных каскадов УНЧ с цепью отрицательной обратной связи.

Заметим, что если напряжение обратной связи подавать через частотнозависимые цепи, то можно регулировать частотную характеристику.

Существует много способов подачи напряжения отрицательной обратной связи, и все они используются в практических схемах усилителей низкой частоты радиовещательных приемников. Одна из возможных схем показана на рис. 78, *а* — так называемая схема введения напряжения обратной связи последовательно с напряжением входного сигнала. Связь охватывает только выходной каскад. Цепь отрицательной обратной связи состоит из разделительного конденсатора $C_{о.с}$, резистора $R_{о.с}$ и резистора R_2, включенного последовательно с резистором R_1 утечки сетки лампы $Л_2$.

Другая схема создания отрицательной обратной связи показана на рис. 78, *б*. В ней напряжение обратной связи с анода оконечной

лампы через цепочку $C_2R_1R_2$ подается на вход этой же лампы. В этом усилителе применен кнопочный регулятор тембра. Изменение частотной характеристики усилителя производится путем включения конденсатора C_1 параллельно резистору R_1. В результате подключения конденсатора сопротивление цепи обратной связи с ростом частоты падает. Поэтому действие отрицательной обратной связи будет тем больше, чем выше частота. Это приводит к уменьшению усиления на высоких звуковых частотах и подчеркиванию низких частот.

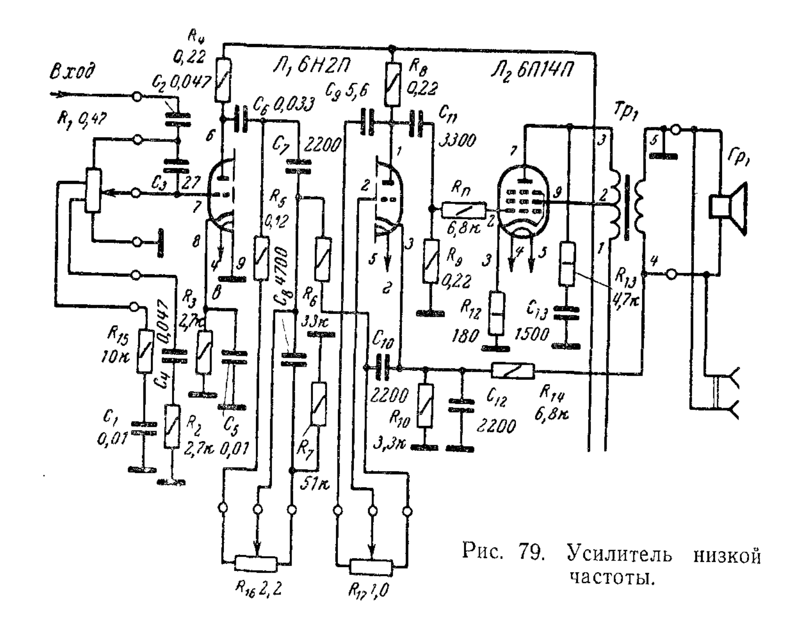


Рис. 79. Усилитель низкой частоты.

Более сложная схема корректирования частотной характеристики показана на рис. 79. Усилитель состоит из двух каскадов предварительного усиления на двойном триоде 6Н2П и оконечного каскада на лампе 6П14П. В анодную цепь первого триода включена цепь регулировки низких частот, состоящая из частотнозависимого RC-фильтра, включающего в себя резисторы $R_4R_5R_7$ и конденсаторы C_7 и C_8. Регулировка высших частот звукового диапазона осуществляется цепочкой частотнозависимой обратной связи R_3, R_6 и C_9, C_{10}. Как видно из схемы, в этом усилителе две цепи обратной связи. С одной цепью мы уже знакомы: конденсатор C_9 и резистор R_3. Другая цепь охватывает выходной трансформатор, оконечный каскад и второй каскад предварительного усиления: через резистор R_{14} и конденсатор C_{10}. Кстати, оконечный каскад в этом усилителе собран по так называемой сверхлинейной (ультралинейной) схеме: экранирующая сетка выходной лампы присоединена к отводу от части витков первичной обмотки выходного трансформатора. При этом значительно уменьшаются нелинейные искажения, что объясняется действием своеобразной отрицательной обратной связи, напряжение которой приложено к экранирующей сетке лампы. В результате характеристики выходной лампы становятся промежуточными между пентодными и триодными, а следовательно, нелинейные искажения уменьшаются (у триода они всегда меньше, чем у пентода).

Несколько слов о регуляторах громкости высококачественных приемников — их часто делают с тонкомпенсацией (именно такой сложный регулятор громкости имеется в схеме усилителя, показанной на рис. 79). Необходимость введения тонкомпенсации вызвана следующим обстоятельством. При малой громкости характер звучания ухудшается, так как человеческое ухо обладает неодинаковой чувствительностью к различным частотам при разных уровнях громкости. В частности, при равномерном уменьшении громкости на всех частотах звукового диапазона слушателю кажется, что низкие частоты ослабляются сильнее, чем средние и высшие. Чтобы устранить это явление и применяют тонкомпенсированные регуляторы громкости. Одна из самых простых схем такого регулятора приведена на рис. 80. От части резистора регулятора громкости сделан отвод, к которому подключена RC-цепочка. Это частотнозависимая цепочка, т. е. ее сопротивление различным частотам неодинаково: для низших частот ее сопротивление велико, а на высших частотах емкостное сопротивление конденсатора C уменьшается, и сопротивление цепочки определяется, в основном, сопротивлением резистора R. Поэтому нижний участок регулятора громкости, шунтированный этой цепочкой, будет иметь большое сопротивление для низших звуковых частот и малое для высших.

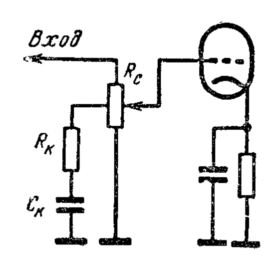


Рис. 80 Тонкомпенсированный регулятор громкости.

Когда движок регулятора находится вблизи верхнего по схеме конца, на сетку лампы колебания всех частот попадают одинаковыми, так как цепь RC не оказывает влияния. Когда же для уменьшения громкости движок передвигают ниже точки присоединения RC-цепочки, то колебания высших звуковых частот попадают на сетку лампы в значительно меньшей степени, чем колебания низких частот, поскольку для них сопротивление этого участка регулятора оказывается значительно меньше из-за шунтирующего действия RC-цепочки.

В схеме усилителя низкой частоты некоторых приемников (рис. 79) регулятор громкости имеет не один, а два отвода, к которым подключены две RC-цепочки. Поэтому тонкомпенсирование происходит в больших пределах регулирования громкости.

В заключение несколько слов о транзисторных усилителях низкой частоты. В общем, они работают по тем же принципам, что и ламповые усилители, в них также можно видеть каскады предварительного усиления и оконечный усилитель мощности, который может быть однотактным и двухтактным. К транзисторному усилителю могут быть применены все рассуждения о нелинейных и частотных искажениях, о которых говорилось выше. Но все же в этих усили-

телях есть некоторые «транзисторные» особенности; например, вы уже знаете, что транзисторы отличаются большой зависимостью параметров от температуры, и поэтому транзисторные схемы должны предусматривать специальные цепи стабилизации.

Чтобы эти «транзисторные» особенности стали более наглядны, мы рассмотрим схему транзисторного усилителя низкой частоты (рис. 81). Усилитель состоит из каскада предварительного усиления, фазоинвертора с трансформаторным выходом и двухтактного выходного каскада. Каждый каскад охвачен отрицательной обратной

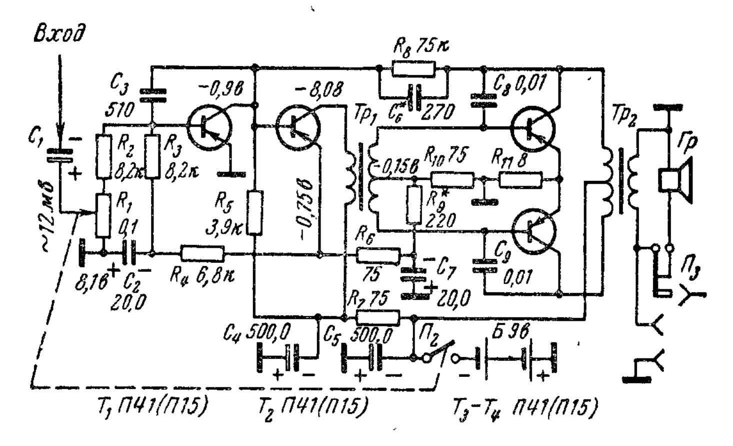


Рис. 81. Транзисторный УНЧ.

связью — конденсатор C_2 в первом каскаде и резистор R_6 во втором каскаде. В выходном каскаде создана отрицательная обратная связь на высоких частотах (через конденсаторы C_8 и C_9); тем самым выравнивается нагрузка по всему звуковому диапазону (см. стр. 106). Помимо этого, последние два каскада охвачены частотнозависимой обратной связью (R_8C_6). Все это позволяет выровнять частотную характеристику усилителя и уменьшить нелинейные искажения.

В этом усилителе оригинально решена задача стабилизации положения рабочей точки по постоянному току. Первый и второй каскады усилителя собраны по схеме с непосредственной связью по постоянному току (отсутствует переходной конденсатор) и, кроме того, охвачены отрицательной обратной связью по постоянному току (резисторы R_3 и R_4). Напряжение смещения на транзисторы выходного каскада подается с резистора R_{10}, через который протекает ток эмиттера второго каскада. При такой схеме включения ток коллектора второго транзистора с ростом температуры падает, поэтому уменьшается падение напряжения на резисторе R_{10}, что приводит к уменьшению тока выходного каскада. Наличие резистора R_{11} стабилизирует работу каскада по постоянному току и делает каскад менее требовательным к разбросу параметров транзисторов.

НАЛАЖИВАНИЕ — ЭТО КОМПРОМИСС

Я не случайно выбрал такой заголовок для главы о налаживании радиоприемника. Налаживание — это действительно компромисс, т. е. поиск «золотой середины» между минимумом искажений и наибольшим усилением, необходимой полосой пропускания и наилучшей избирательностью, наибольшей чувствительностью и наименьшими шумами и т. д. Вы, наверно, заметили, что на протяжении всей книги нам приходилось оговариваться, что чем выше избирательность, тем уже полоса пропускания, а это последнее плохо, ибо влечет за собой искажение радиопередачи; что чем выше чувствительность, тем больше собственные шумы приемника, это последнее опять плохо, ибо влечет за собой..., и так далее в этом роде. Нам все время приходилось лавировать, мы все время покупали положительные качества приемника ценой некоторых уступок искажениям. Что делать, именно этим отличается реальный приемник от того идеального, который, может быть, раньше был в вашем воображении. Но ведь я предупреждал вас об этом с самого начала!

Итак, теперь перед нами задача: применить наши знания на практике. В самом деле, ведь хорошо наладить радиоприемник — это значит на практике суметь найти компромисс между искажениями и полезными качествами приемника, суметь получить наилучшие его характеристики, минимально «заплатив» за них искажениями. Это трудно, но это увлекательно. Пожалуй, это самое интересное в радиолюбительской работе, потому что это исследование, поиск.

Хочу теперь предупредить, что не буду описывать налаживание радиоприемника (разумеется, супергетеродинного), так сказать, в «элементарном» виде, т. е. не собираюсь предлагать вам подробное руководство по ремонту и налаживанию, вплоть до проверки работоспособности ламп и отдельных каскадов, отыскания коротких замыканий и т. п. Думаю, что в таких рекомендациях вы не нуждаетесь, а в крайнем случае найдете их в других книгах и учебных пособиях. Наша задача сейчас глубже, а именно: так наладить приемник, чтобы получить минимум искажений при возможно более высоких параметрах радиоприемника!

Как вам известно, налаживание радиоприемника всегда начинают «с конца» — с громкоговорителя и блока питания. Затем налаживают УНЧ, детектор, УПЧ, преобразователь, УВЧ, блок УКВ и, наконец, фильтр промежуточной частоты на входе приемника.

Мы начнем с УНЧ.

НАЛАЖИВАНИЕ НЧ УСИЛИТЕЛЯ

Прежде всего следует убедиться, что усилитель не самовозбуждается.

Самовозбуждение может возникнуть на звуковых частотах и выражаться в свистах различной высоты, прерывистом звуке и т. п. Но самовозбуждение может возникать и на ультразвуковых частотах, не слышимых ухом. Однако не надо думать, что самовозбуждение на этих частотах безвредно — оно является причиной различных хрипов и дребезжаний. Заметим, что часто самовозбуждение возникает только при максимальном усилении (ручка регулировки усиления в положении максимальной громкости) или определенном положении регуляторов тембра. Поэтому надо проверять усилитель при всех положениях регуляторов тембра и громкости.

Обнаружить самовозбуждение можно с помощью осциллографа или вольтметра переменного напряжения, подключив их параллельно звуковой катушке громкоговорителя. При самовозбуждении усилителя на экране осциллографа появится осциллограмма паразитных колебаний (если частоту развертки удается синхронизировать с частотой паразитных колебаний) или хаотично перемещающиеся полосы. Вольтметр при этом покажет некоторое переменное напряжение, значительно большее нормального переменного напряжения, которое имеет место на выходе несамовозбуждающегося усилителя — напряжения фона переменного тока.

Обнаружить самовозбуждение можно и с помощью вольтметра постоянного напряжения, подключив его параллельно резистору автоматического смещения выходной лампы. Если замкнуть управляющую сетку этой лампы на «землю», то при наличии самовозбуждения показания вольтметра резко уменьшатся.

Наконец, индикатором наличия самовозбуждения может служить миллиамперметр, включенный в цепь анодного или коллекторного питания усилителя. При наличии самовозбуждения миллиамперметр покажет значительно больший ток, чем ток «покоя» усилителя (ток, когда на вход усилителя не подается напряжение сигнала).

Следует заметить, что при всех описанных выше способах проверки вход усилителя низкой частоты должен быть замкнут накоротко. Только в этом случае можно быть абсолютно уверенным, что причина самовозбуждения усилителя низкой частоты находится в самом усилителе. Если же это не сделано, то может оказаться, что усилитель не самовозбуждается, а отмеченное на его выходе переменное напряжение, принятое за напряжение самовозбуждения, в действительности наводится на его вход и является напряжением самовозбуждения предыдущих каскадов приемника, например, усилителя промежуточной частоты. Однако если обнаружен именно такой случай, т. е. при замыкании входа усилителя самовозбуждение исчезает, то надо проверить, действительно ли причина самовозбуждения находится вне усилителя низкой частоты, так как если замкнуть на «землю», например, управляющую сетку лампы первого каскада усилителя, то произойдет изменение режима работы этой лампы, и именно поэтому самовозбуждение исчезнет. Замыкать на «землю» надо действительно вход усилителя, т. е. провод, который идет к нагрузке детектора.

Однако даже и в этом случае нельзя быть уверенным, что источник напряжения самовозбуждения находится вне усилителя. В самом деле, самовозбуждение может возникнуть в результате паразитной положительной обратной связи между выходным и входным каскадами усилителя, например, выходные цепи имеют паразитную емкостную связь с проводом, идущим к входу усилителя. Если замкнуть этот провод, то условия емкостной паразитной связи изменятся, и самовозбуждение прекратится. Поэтому более правильно вообще отключить усилитель низкой частоты от детектора, а еще лучше — исключить возможность появления самовозбуждения в других блоках приемника, например, сняв анодное напряжение с усилителя промежуточной частоты и преобразователя.

Рассмотрим подробнее причины возникновения самовозбуждения в усилителе низкой частоты. Как уже было сказано, основная причина самовозбуждения — паразитные положительные обратные связи. Однако при этом следует иметь в виду, что например, заводской приемник сконструирован и смонтирован таким образом, что паразитные связи в нем невелики, во всяком случае они не должны приводить к самовозбуждению. Поэтому в первую очередь надо убедиться, нет ли отступлений от заводского монтажа, например, нет ли каких-нибудь дополнительных отводов от монтажа, дополнительных цепей, не предусмотренных схемой усилителя, и т. п. Если такие цепи есть (они могут появиться в результате самодеятельной модернизации приемника его владельцем), то их надо либо убрать, либо убедиться, что они не являются виновниками самовозбуждения усилителя. Кроме того, надо тщательно осмотреть детали усилителя, так как неправильная замена деталей, например трансформаторов, транзисторов, перенесение в другое место органов управления — все это может стать причиной непредусмотренных паразитных связей, а следовательно, самовозбуждения.

Если в монтаже и деталях усилителя нет никаких изменений, надо проверить режим ламп и транзисторов. Если и здесь все в порядке, то надо предположить, что самовозбуждение возникло в результате обрывов каких-то блокировочных конденсаторов или случайно возникших паразитных связей.

Рассмотрим подробнее виды паразитных обратных связей, приводящих к самовозбуждению, причины их возникновения и меры борьбы с ними.

Емкостная обратная связь обычно сказывается на верхних усиливаемых частотах, так как чем выше частота колебаний, тем меньшее сопротивление имеют для них паразитные емкости. Так, для самовозбуждения двухкаскадного усилителя достаточна паразитная емкость всего в 1—2 *пф* между анодной цепью выходного каскада и сеточной цепью входного каскада. Паразитная генерация на этих частотах проявляется в виде непрерывного свиста, писка или воя высокого тона. Если уменьшить усиление (регуляторов громкости), то самовозбуждение обычно пропадает. То же происходит и при сужении полосы воспроизводимых частот регулятором тембра усилителя. Характерный признак наличия в усилителе паразитной емкостной обратной связи — самовозбуждение, возникающее при поднесении рук к лампам, а также к другим деталям и цепям, участвующим в образовании паразитной связи. Если же между этими деталями установить металлический экран, то самовозбуждение усилителя прекращается.

Паразитная связь может возникнуть в результате нарушения заводского монтажа, экранировки или изменения расположения деталей. В таких случаях надо восстановить экранировку или ввести дополнительное экранирование. Особое внимание надо обратить на сеточные цепи. Например, должен быть экранирован провод, идущий к регулятору громкости, особенно если он проходит вблизи цепей лампы выходного каскада. Обратите внимание, что металлическая трубочка в центре панели пальчиковой лампы, выполняющая роль экрана между выводами анода и управляющей сетки, должна быть заземлена.

В некоторых приемниках («Сакта», «Эстония-3», «Фестиваль») для устранения самовозбуждения усилителя низкой частоты из-за емкостной обратной связи между шасси и анодной цепью предоконечного каскада (или сеточной цепью выходного каскада) включен конденсатор, который сужает полосу пропускания усилителя со стороны верхних частот. При обрыве этого конденсатора может возникнуть самовозбуждение на верхних звуковых или ультразвуковых частотах. Кстати, самовозбуждение на ультразвуковых частотах про-

является не в виде писка, а как нелинейные искажения. Поэтому обнаружить такое самовозбуждение без измерительных приборов довольно трудно. Для этого надо подключить вольтметр к аноду лампы предварительного каскада, а управляющую сетку этого каскада соединить с шасси через конденсатор емкостью 0,01 *мкф*; если в момент включения конденсатора напряжение изменится, то это означает наличие самовозбуждения усилителя.

Роль защиты от самовозбуждения играют конденсаторы, включаемые параллельно первичной обмотке выходного трансформатора или между анодом выходной лампы и шасси. Обрыв их может способствовать появлению самовозбуждения на высоких и ультравысоких частотах.

Самовозбуждение на этих частотах возможно и за счет электромагнитных паразитных обратных связей. Они наблюдаются в выходных каскадах, работающих на лампах октальной серии (6П3С, 6П6С) и некоторых пальчиковых, у которых выводы анода и сеток имеют заметную индуктивность и емкость. В результате образуются паразитные колебательные контуры, и выходная лампа не только усиливает мощность колебаний звуковых частот, но и генерирует высокочастотные колебания. В результате снижается полезная мощность каскада и появляются нелинейные искажения. Наличие таких паразитных колебаний можно обнаружить, например, с помощью неоновой лампочки, прикоснувшись ее контактом к выводам ламповой панельки оконечного каскада — при наличии генерации лампочка светится. Для подавления таких колебаний в выходных каскадах используются те же методы предотвращения самовозбуждения на высоких частотах, о которых мы говорили выше: включают конденсатор между анодом выходной лампы и шасси или параллельно первичной обмотке выходного трансформатора. В двухтактных оконечных каскадах, кроме шунтирования конденсаторами каждой половины первичной обмотки выходного трансформатора, в анодные цепи обеих ламп включают небольшие безындукционные резисторы сопротивлением 20—100 *ом*, ухудшающие добротность этих паразитных колебательных контуров. Для этой же цели включают резисторы сопротивлением 1—10 *ком* в цепи управляющих сеток ламп предварительного и оконечного каскадов.

Наиболее часто самовозбуждение возникает в результате паразитных обратных связей через источник питания. Анодные токи ламп, проходя через источник питания, создают на его внутреннем сопротивлении падение напряжения переменной составляющей. Это переменное напряжение в виде напряжения обратной связи попадает в анодные, а через разделительные конденсаторы и в сеточные цепи ламп и тем самым приводит к самовозбуждению. При этом переменное напряжение обратной связи тем больше, чем значительнее внутреннее сопротивление источника питания, так как чем больше это сопротивление, тем значительнее падение напряжения на нем. Внутреннее сопротивление источника питания для переменного тока тем меньше, чем больше емкость выходного электролитического конденсатора фильтра выпрямителя. При уменьшении его емкости, например, из-за высыхания электролита, внутреннее сопротивление источника питания возрастает, особенно на низких частотах. В результате возникает самовозбуждение в виде характерного «моторного» шума, «капания», словом — звука низкого тона. Если подключить к выходу выпрямителя исправный электролитический конденсатор, то самовозбуждение прекращается.

Очень большое значение для предотвращения самовозбуждения такого рода имеет исправность развязывающих фильтров в цепях питания анодов и экранирующих сеток (R_6C_3 на рис. 82). Значительная потеря емкости конденсатором такого фильтра может привести к низкочастотной генерации.

Но напряжение паразитной обратной связи может попадать на вход усилителя не только через анодные цепи, но и через общие цепи смещения (рис. 82). Правда, в последнее время такие схемы поч-

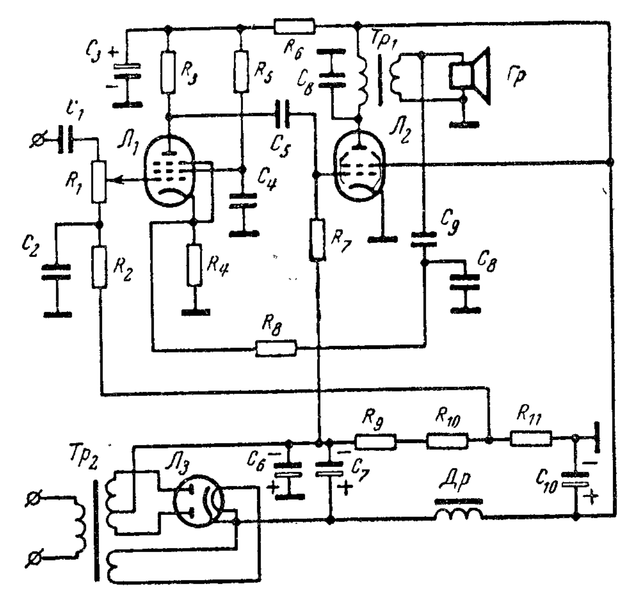


Рис. 82. Схема УНЧ с развязывающими фильтрами в цепях питания анодов и экранирующих сеток ламп и общими цепями смещения.

ти не применяются, но в приемниках старых выпусков («Балтика», «Даугава» и др.) они встречаются часто. Емкость конденсатора C_6 должна быть достаточно большой, чтобы он свободно пропускал переменные составляющие токов ламп. Уменьшение же емкости вызовет заметное падение переменного напряжения на резисторах R_9—R_{11}, которое поступит на управляющие сетки усилительных ламп, что приведет к самовозбуждению на низких частотах. Самовозбуждение предотвращают включением развязывающего фильтра R_2C_2.

Помимо самовозбуждения, часто встречающаяся в ламповых усилителях неисправность — фон переменного тока. Для устранения фона надо определить, возникает ли он в усилителе низкой частоты или напряжение с частотой фона попадает на вход усилителя в результате паразитных связей, например с трансформатором питания или какими-нибудь другими цепями, по которым проходит перемен-

ный ток с частотой 50 *гц*. Чтобы выяснить причину возникновения фона, замыкают вход усилителя — пропадание фона или хотя бы сильное его уменьшение будет свидетельствовать о наводке фона на вход усилителя. В этом случае надо отыскать источник такой наводки, например, провод, идущий к регулятору громкости, расположен рядом с проводами, по которым подается напряжение питания накала ламп. Возможно, окажется нарушенной экранировка входных цепей и т. п. Если же фон при замыкании входа усилителя низкой частоты не исчезает, это указывает на то, что фон возникает в самом усилителе. Тогда надо выявить, появляется ли он вследствие недостаточной фильтрации анодного напряжения или из-за наводок от цепей накала ламп или других цепей питания на сеточные цепи ламп. Для этого надо на несколько секунд отключить провода, подводящие напряжение накала, от обмотки трансформатора. Если при этом фон пропадет (сразу после отключения), то виноваты цепи накала, и надо отыскать место, в котором имеется паразитная связь с сеточными цепями. Возможно также, что причина наводок — в неудачном выборе точки заземления цепи накала или вообще в отсутствии заземления этой цепи. В этом случае надо прежде всего определить, в каком каскаде усилителя происходит наводка. Для этого поочередно замыкают на «землю» управляющие сетки ламп, начиная с лампы выходного каскада. Найдя лампу, при замыкании управляющей сетки которой фон исчезает, можно предположить, что именно в этом каскаде происходит наводка. При этом надо выяснить, попадает ли фон на сетку лампы этого каскада из анодных цепей ламп предыдущих каскадов или же он возникает из-за наводок на детали или провода сеточных цепей этого каскада. Для этого в анодную цепь лампы предыдущего каскада надо попробовать включить развязывающий фильтр, состоящий из резистора сопротивлением 10—50 *ком* и конденсатора емкостью 5—20 *мкф*. Если же при этом фон не исчезнет, то это свидетельствует о том, что наводка происходит непосредственно на сеточную цепь этого каскада, и надо изменить расположение деталей и проводников этой цепи относительно проводов накальных цепей трансформатора питания или даже применить экранировку.

Следует отметить, что иногда причиной значительного фона является неисправность выходной лампы, причем неисправность ее сказывается именно в повышенном уровне фона, в то время как все остальные ее параметры не изменяются, и звуковоспроизведение усилителя хорошее. Такую лампу надо заменить.

Наконец, возможна и самая простая причина появления фона — плохая фильтрация анодного напряжения. В этом случае надо параллельно последнему конденсатору фильтра выпрямителя присоединить электролитический конденсатор большой емкости; фон исчезнет. Возможно также и замыкание витков обмотки дросселя выпрямителя. Проверить это можно заменой дросселя новым.

После устранения самовозбуждения и фона переменного тока переходят к общей оценке качества работы усилителя низкой частоты. Для этого надо измерить его основные параметры, например выходную мощность, коэффициент нелинейных искажений, а также снять частотную характеристику.

Частотную характеристику снимают с помощью звукового генератора и индикатора выхода или, проще говоря, вольтметра переменного тока, включенного на выходе усилителя. Эта характеристика позволяет судить о том, насколько равномерно усиливаются колебания различных частот. Характеристика должна быть достаточно линейной, т. е. уменьшение усиления на краях звукового диапазона по сравнению с усилением на средних частотах не должно быть более, чем это предусматривается техническими условиями на данный приемник. Слишком сильный завал низших частот может произойти вследствие малых значений емкости переходных и блокировочных конденсаторов и малой индуктивности первичной обмотки выходного трансформатора. Причиной завала высших частот могут быть большая емкость конденсатора, шунтирующего анод выходной лампы или первичную обмотку выходного трансформатора на «землю», а также большая взаимоиндуктивность между обмотками выходного трансформатора.

При необходимости «исправить» частотную характеристику усилителя низкой частоты заводского приемника не следует сразу менять номиналы конденсаторов и резисторов. Надо помнить, что приемник, выйдя с завода-изготовителя, имел нормальную форму частотной характеристики этого усилителя. Поэтому в первую очередь надо обнаружить причину искажения формы характеристики, причем для этого полезно снять характеристики отдельных каскадов усилителя — это сразу подскажет, в каком каскаде следует искать неисправность. Надо тщательно проверить монтаж усилителя и особенно цепи частотнозависимой обратной связи, а если есть подозрения, что в монтаже производились пайки и замена деталей, то надо проверить номиналы конденсаторов и резисторов. Обязательно надо проверить режим ламп и транзисторов, а также сами лампы и транзисторы, заменить выходной и согласующий трансформаторы и только после этого приступить к исправлению формы частотной характеристики путем подбора номиналов деталей или введением дополнительных цепей.

Раньше уже говорилось, что очень большое влияние на форму частотной характеристики оказывает отрицательная обратная связь, специально создаваемая в усилителе низкой частоты. Очень часто напряжение такой связи снимается со вторичной обмотки выходного трансформатора (см. рис. 79), причем неправильное подключение концов обратной связи к концам вторичной обмотки трансформатора может превратить отрицательную обратную связь в положительную, что не только исказит форму частотной характеристики, но и вызовет самовозбуждение усилителя. Впрочем, самовозбуждение появится не обязательно, поэтому и при отсутствии его, но при значительном искажении формы частотной характеристики надо проверить полярность обратной связи. Делают это следующим образом: на вход усилителя подают напряжение с частотой 1 000 *гц* и такой величины, чтобы выходное напряжение усилителя было примерно вдвое меньше нормального. Затем замыкают резистор R_{14} (см. рис. 79) и наблюдают за показаниями индикатора выхода. Если при этом напряжение на выходе усилителя увеличится, то полярность обратной связи правильна (т. е. связь отрицательная), а если, наоборот, выходное напряжение уменьшится, то обратная связь положительная. В последнем случае надо поменять местами концы вторичной обмотки выходного трансформатора.

Очень большое значение для работы усилителя, особенно при максимальном усилении, имеют нелинейные искажения. Коэффициент этих искажений, измеряемый специальным прибором, не должен быть больше определенной величины (обычно 5—10% при номинальной выходной мощности). Большие значения коэффициента нели-

нейных искажений будут сигнализировать о серьезных неисправностях в усилителе. Для обнаружения причины этих неисправностей очень удобно воспользоваться осциллографом. При этом на вход усилителя от звукового генератора подают сигнал такой величины, чтобы выходное напряжение усилителя было равно номинальному. Вход осциллографа подключают к различным точкам схемы испытываемого усилителя низкой частоты и наблюдают за формой сигнала. Следует иметь в виду, что искажения менее 5—7% на глаз практически незаметны, поэтому надо так наладить усилитель, чтобы искажения сигнала были лишь едва заметны на экране осциллографа.

Величина нелинейных искажений во многом зависит от режима ламп и транзисторов. При значительных нелинейных искажениях в первую очередь надо проверить исправность ламп и транзисторов и их режимы, особенно величину напряжения смещения, которая определяет положение рабочей точки на характеристике. В двухтактном оконечном каскаде большое значение имеет также симметрия плеч.

Остановимся более подробно на налаживании двухтактного каскада.

Налаживание начинают с того, что отключают выходной каскад от инверсного каскада, и на вход последнего подают напряжение частотой 1 000 *гц* такой величины, чтобы на выходах инверсного каскада появилось напряжение, необходимое для нормальной работы ламп выходного каскада. Например, для инверсного каскада с раздельными нагрузками (рис. 75) и выходных ламп 6П14П это напряжение должно составлять 8—10 *в*. Обычно это напряжение измеряют на резисторах утечки сеток выходных каскадов ламповым вольтметром. Разница между напряжениями на резисторах не должна быть более 2—5%, иначе нелинейные искажения будут большими. Если эта разность значительно больше, то надо подобрать величину одного из резисторов нагрузки инвертора. Желательно также с помощью осциллографа убедиться, что инверсный каскад при напряжении на его выходе около 10 *в* не создает искажений, например, ограничения усиливаемого сигнала.

Далее можно переходить к проверке работы оконечного каскада. При этом надо иметь в виду, что оконечный двухтактный каскад будет хорошо работать только при хорошей симметрии его плеч как по переменному, так и по постоянному току. Разбаланс каскада по постоянному току увеличивает нелинейные и частотные искажения в области низших частот (от 150 *гц* и ниже), а несимметрия плеч по переменному току увеличивает нелинейные искажения во всей полосе частот усилителя. Следует заметить, что каскад, сбалансированный по постоянному току, не обязательно оказывается сбалансированным и по переменному току и наоборот. Но так как искажения, вызванные разбалансировкой каскада по постоянному току, значительно более трудно устранимы, то более желательна балансировка по постоянному току.

Собственно говоря, суть балансировки заключается в том, чтобы добиться равенства анодных токов покоя ламп обеих половин схемы (или равенства коллекторных токов транзисторов). Так как токи ламп противоположны по направлению (см. рис. 73), то при их равенстве постоянная составляющая подмагничивания сердечника выходного трансформатора отсутствует, а это совершенно необходимо для неискаженной работы выходного каскада.

Балансировку производят следующим образом. Параллельно первичной обмотке выходного трансформатора включают вольтметр постоянного тока с пределом измерения несколько вольт. Затем подбором ламп или транзисторов добиваются минимальных показаний вольтметра (в идеальном случае вольтметр должен давать нулевое показание). Однако только подбором ламп или транзисторов не всегда удается достигнуть полной симметрии, поэтому часто между катодами ламп включают потенциометр — резистор R_{10} на рис. 83. Движок потенциометра устанавливают в такое положение, при ко-

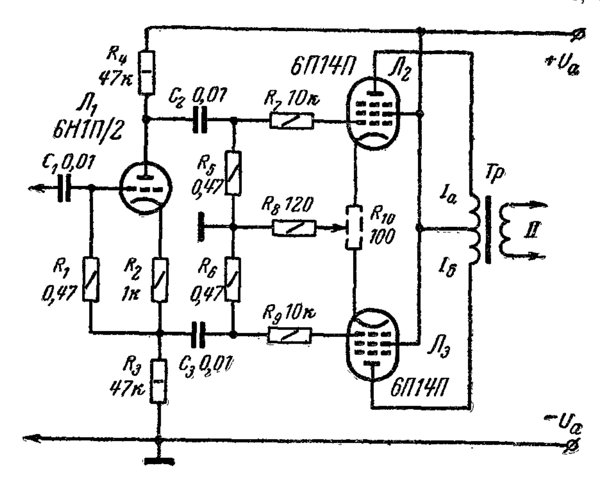


Рис. 83. Включение резистора R_{10} для балансировки выходного двухтактного каскада.

тором напряжение между анодами ламп $Л_2$ и $Л_3$ равно нулю. Но надо иметь в виду, что подобным способом каскад можно сбалансировать только в том случае, если все номиналы плеч каскада совершенно одинаковы, в частности это относится и к выходному трансформатору, у которого обе половины первичной обмотки должны быть совершенно одинаковы и иметь равные активные сопротивления. Если этого нет на самом деле, то балансировку каскада надо производить по равенству показаний миллиамперметров, включенных в анодные цепи ламп.

В заключение укажем, что значительные нелинейные искажения могут возникать вследствие магнитного насыщения сердечника выходного трансформатора (обычно это происходит при больших значениях выходной мощности). Форма выходного сигнала будет иметь вид, показанный на рис. 71. Подобное искажение может возникнуть в том случае, если в усилитель по ошибке установлен выходной трансформатор с малым сечением сердечника; такой трансформатор надо заменить Аналогичные искажения возникают и при малой выходной мощности усилителя, если в сердечнике выходного трансформатора отсутствует зазор.

Последним этапом ремонта и налаживания усилителя низкой частоты является фазирование громкоговорителей. Многие современные радиоприемники имеют не один, а несколько громкоговорителей, включенных последовательно или параллельно друг с другом. Некоторые приемники высшего и первого классов имеют на выходе даже акустические системы — набор нескольких громкоговорителей, смонтированных в специальной звуковой колонке (ящике). Если громкоговорители несфазированы, т. е. их диффузоры при одной и той же полярности сигнала двигаются в разные стороны, то создаваемые ими звуковые колебания противодействуют друг другу, и громкость звучания заметно уменьшается, особенно на средних частотах. Это легко заметить на слух, переключая выводы одного из громкоговорителей (проверку фазировки рекомендуется производить при небольшой громкости). Однако если в приемнике работают неодинаковые громкоговорители, например, высокочастотный и среднечастотный или акустическая система состоит из трех, четырех и более громкоговорителей, то производить фазировку на слух трудно. В этом случае лучше сначала определить необходимую полярность включения громкоговорителей. Для этого к выводам звуковой катушки громкоговорителя подключают батарейку. Полярность подключения должна быть такой, чтобы диффузор двигался, например, во внутрь громкоговорителя. Найденную полярность подключения выводов звуковой катушки громкоговорителя отмечают знаками + и —. Таким способом определяют полярность выводов всех громкоговорителей акустической системы. Затем соединяют одноименные выводы звуковых катушек при параллельном включении громкоговорителей и разноименные выводы при последовательном включении громкоговорителей.

НАСТРОЙКА ДЕТЕКТОРА

Амплитудный детектор супергетеродинного приемника, а также система АРУ редко выходят из строя или требуют налаживания, так как напряжения и токи, действующие в этих каскадах, незначительны, а настраиваемых элементов в них нет. Поэтому неисправности в этих каскадах могут возникнуть только в результате повреждения монтажа, плохих контактов, механической поломки деталей или, что наиболее вероятно, неисправности диодов.

Проверяют работу амплитудного детектора и АРУ следующим образом. От высокочастотного генератора стандартных сигналов типа Г4-1А или ему подобного через конденсатор емкостью 100—200 *пф* к контуру последнего фильтра промежуточной частоты (контуру L_2C_2 — см. схему на рис. 49) подают сигнал промежуточной частоты с напряжением около 1 *в* в случае лампового диодного детектора или с напряжением 0,1—0,2 *в*, если в приемнике применен полупроводниковый диодный детектор. Высокочастотные колебания генератора должны быть модулированы частотой 1 000 *гц*, глубина модуляции 30%. Несколько изменяя частоту генератора около значения 465 *кгц* (подключение выхода высокочастотного генератора сдвигает настройку контура в сторону более низкой частоты), добиваются максимальной громкости тона модуляции в громкоговорителе. Если регулятор громкости усилителя низкой частоты установлен на наибольшую громкость, то при указанных значениях выходного напряжения высокочастотного генератора приемник при исправном детекторе должен отдавать номинальную мощность.

Частотный детектор требует значительно более тщательной поверки и настройки. Налаживать частотный детектор удобнее всего с помощью генератора качающейся частоты (ГКЧ), например, типа Х1-7 (ПНТ-59) или Х1-1 (102И), но можно обойтись и обычным высокочастотным генератором типа Г4-1А и ламповым вольтметром постоянного тока (его можно заменить хорошим высокоомным тестером). При работе с генератором качающейся частоты (его иногда называют свип-генератором) выход генератора через конденсатор емкостью 100—200 *пф* присоединяют к управляющей сетке последней лампы усилителя промежуточной частоты, а низкочастотный вход прибора (вход усилителя вертикального отклонения) через резистор сопротивлением 47 *ком* — к выходу детектора (параллельно регулятору громкости — см. рис. 56 и 57) или к управляющей сетке лампы первого каскада усилителя низкой частоты. Если детектор исправен, то на экране ГКЧ появится изображение частотной S-образной характеристики детектора. Поворачивая ручки «Выходное напряжение», «Усиление НЧ» и «Девиация» генератора качающейся частоты, устанавливают на экране удобный для наблюдения размер характеристики детектора. Но при этом не должно быть уплощений кривой сверху и снизу, обусловленных ограничениями в схеме приемника и генератора качающейся частоты (эти искажения кривой устраняют поворотом ручки «Усиление НЧ» и «Выходное напряжение» в сторону уменьшения). Далее по кварцевому калибратору ГКЧ определяют положение номинальной промежуточной частоты ЧМ канала (8,4 или 6,5 *Мгц*). Эта номинальная промежуточная частота должна совпадать с нулевой точкой характеристики детектора, т. е. кривая должна пересекать горизонтальную светящуюся линию на экране ГКЧ именно в точке, которая соответствует номинальной промежуточной частоте. Если такого совпадения нет, а кривая характеристики несимметрична и к тому же искажена по форме, то надо подстроить контуры частотного детектора. Для этого вращением сердечника вторичного контура L_2C_2 (рис. 56 и 57) совмещают нулевую точку кривой с точкой, соответствующей на экране ГКЧ номинальной промежуточной частоте. Затем настройкой первичного контура L_1C_1 (включенного в анодную цепь лампы последнего каскада усилителя промежуточной частоты) симметрируют кривую относительно этой точки и добиваются ее наибольшей амплитуды. Заметим, что перед такой настройкой желательно определить, на какую точно частоту настроены фильтры промежуточной частоты приемника (как это сделать, будет ясно из дальнейшего), так как если контуры остальных фильтров окажутся настроенными не на номинальную промежуточную частоту, на которую мы настроили контуры детектора, то при работе приемника возникнут значительные нелинейные искажения; кроме того, уменьшится чувствительность приемника.

Если частотную характеристику детектора не удается получить требуемой формы или полоса пропускания фазосдвигающего трансформатора L_1C_1 — L_2C_2 мала (прямолинейный участок кривой менее 150 *кгц*), то следует проверить исправность монтажа, соответствие номиналов конденсаторов и резисторов, сохранность обмоток катушек L_1 и L_2, а также измерить обратные сопротивления диодов $Д_1$ и $Д_2$, которые должны быть примерно одинаковы. Более подробно о регулировке детектора будет рассказано ниже.

При отсутствии генератора качающейся частоты проверку и настройку частотного детектора производят с помощью обычного высокочастотного генератора стандартных сигналов, выход которого че-

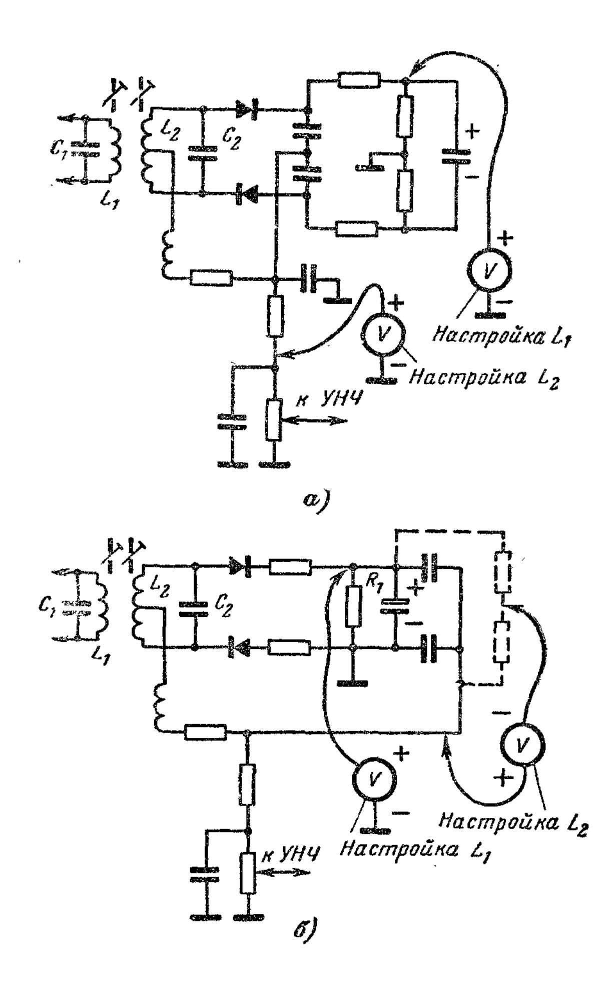


Рис. 84. Включение приборов при настройке ЧМ детекторов, работающих по симметричной (*а*) и несимметричной (*б*) схемам.

рез конденсатор емкостью 200—1 000 *пф* присоединяют к управляющей сетке последней лампы усилителя промежуточной частоты. В качестве индикатора настройки лучше всего применить ламповый вольтметр постоянного тока со шкалой 3 *в*. При настройке детектора, работающего по симметричной схеме, вольтметр включают так, как показано на рис. 84, а при настройке детектора, собранного по несимметричной схеме, параллельно выходу детектора подключают

два резистора, сопротивления которых не должны отличаться друг от друга более чем на ±1% (рис. 84, *б*). Для настройки контура L_1C_1 вольтметр подключают параллельно нагрузочному резистору R_1, а для настройки контура L_2C_2 — одним концом к выходу низкой частоты, другим — к общей точке соединения двух дополнительных резисторов.

Сначала вольтметр подключают к нагрузке детектора (на рис. 84 это положение отмечено «Настройка L_2»). Вращая подстроечный сердечник катушки L_2, добиваются, чтобы стрелка вольтметра установилась на нуль шкалы. Затем, не изменяя точек подключения генератора стандартных сигналов и вольтметра и поддерживая выходное напряжение генератора постоянным, изменяют частоту генератора относительно номинальной промежуточной частоты в пределах ±100—150 *кгц* и записывают показания вольтметра через каждые 20 *кгц*. По полученным данным строят частотную характеристику детектора. Работу детектора можно считать нормальной, если характеристика имеет симметричный вид, прямолинейный участок шириной 150—200 *кгц* и при расстройке генератора на ±100 *кгц* постоянное напряжение на выходе детектора составляет не менее 0,5 *в*.

Неправильная форма характеристики может появиться в результате несимметрии контура L_1C_1 по отношению к средней точке катушки L_2. Настройка этих контуров производится в такой же последовательности, как и при настройке с помощью генератора качающейся частоты. Сначала настройкой контура L_2C_2 надо добиться нулевых показаний вольтметра. Заметим, что для получения нулевых показаний вольтметра часто приходится подбирать положение движка резистора R_3 (см. рис. 57). Затем надо подключить вольтметр так, как показано на рис. 84 для «Настройки L_1» и производить настройку контура L_1C_1 по наибольшему отклонению стрелки вольтметра. Естественно, что высокочастотный генератор, сигнал которого подается на управляющую сетку лампы усилителя промежуточной частоты, должен быть настроен на номинальную промежуточную частоту. Еще раз напомним, что на эту же частоту должны быть настроены и все остальные фильтры УПЧ.

Остановимся теперь подробнее на причинах искажения формы частотной характеристики детектора, причем договоримся, что эти искажения не удается исправить описанной выше подстройкой контуров.

При несимметрии характеристики надо проверить, равны ли между собой напряжения на половинах катушки L_2. Для этого ламповым вольтметром переменного тока измеряют напряжения между средней точкой катушки L_2 и ее концами (катушку L_3 при этом надо временно отключить). Если эти напряжения неодинаковы, то их следует уравнять, уменьшив количество витков той половины катушки L_2, напряжение на которой больше. Заметим, что если характеристика детектора линейна в интервале более чем ±150 *кгц*, то коэффициент передачи детектора падает и ухудшается подавление амплитудной модуляции. В этом случае надо подобрать величину связи между контурами L_1C_1 и L_2C_2. Для этого надо подключить ламповый вольтметр через конденсатор емкостью 2—3 *пф* параллельно контуру L_1C_1 и настроить этот контур на номинальную промежуточную частоту (при этом контур L_2C_2 нужно расстроить, подключив параллельно ему конденсатор емкостью 50—100 *пф*). Заметив показания вольтметра и поддерживая уровень выходного напряжения генератора стандартных сигналов постоянным, настраивают контур

L_2C_2 в резонанс по наибольшему показанию вольтметра, временно отпаяв подключенный параллельно ему конденсатор. При правильном коэффициенте связи между контурами показание вольтметра должно уменьшиться на 25%. Если это уменьшение больше, то, следовательно, связь между катушками L_1 и L_2 велика и расстояние между ними следует несколько увеличить (обычно одна из этих катушек намотана на манжете, и ее можно передвигать по каркасу). Если же показания вольтметра уменьшатся меньше чем на 25%, то это означает, что связь между катушками мала, и расстояние между ними следует уменьшить.

После этого надо проверить, как в детекторе подавляется паразитная амплитудная модуляция. Подключение генератора стандартных сигналов при этом остается прежним — он подключен к управляющей сетке лампы последнего каскада усилителя промежуточной частоты. Сигнал высокочастотного генератора должен быть модулирован частотой 1 000 *гц*, глубина модуляции 30%. Регулятор громкости приемника устанавливают на максимум и регулировкой резистора R_3 (см. рис. 57) добиваются минимальной громкости тона модуляции в громкоговорителе приемника. Регулировку следует производить как на номинальной промежуточной частоте, так и при расстройке на ±50 *кгц*. Если окажется, что минимумы громкости тона модуляции получаются при различных значениях сопротивления резистора R_3, то надо предпочесть минимум при расстройке, а не на промежуточной частоте.

НАЛАЖИВАНИЕ И НАСТРОЙКА ПЧ УСИЛИТЕЛЯ

При налаживании усилителя промежуточной частоты наиболее существенно следующее: усилитель не должен самовозбуждаться и работа его должна быть устойчивой, иначе он будет значительно искажать форму усиливаемого сигнала; наконец, усилитель должен обладать вполне определенными избирательностью и полосой пропускания.

Для проверки усилителя на самовозбуждение на выходе усилителя низкой частоты приемника включают вольтметр переменного тока со шкалой 3 *в*. Регулятор громкости устанавливают на максимум и наблюдают за положением стрелки вольтметра. Если усилитель промежуточной частоты самовозбуждается, то стрелка колеблется. В громкоговорителе приемника при этом могут слышаться свисты меняющегося тона (при подключении антенны к управляющей сетке смесителя) или сильное шипение. Конечно, при такой проверке должна быть полная уверенность в нормальной работе усилителя низкой частоты. Чтобы убедиться, что самовозбуждается именно усилитель промежуточной частоты, надо отключить от него детектор — колебания стрелки и свисты должны прекратиться.

Индикатором наличия самовозбуждения усилителя промежуточной частоты может служить и миллиамперметр, включенный между сопротивлением анодной нагрузки последней лампы этого усилителя и плюсом анодного питания. Миллиамперметр надо шунтировать на «землю» конденсатором емкостью 0,1 *мкф*, включив его между шасси и выводом миллиамперметра, присоединенным к резистору анодной нагрузки. Признаком самовозбуждения усилителя будет изменение показаний миллиамперметра при замыкании накоротко контуров промежуточной частоты в цепи управляющих сеток ламп усилителя; если усилитель многокаскадный, то замыкать на «землю» управляющие сетки ламп надо последовательно, начиная с первой. В транзисторном радиоприемнике индикатором самовозбуждения усилителя промежуточной частоты может служить милливольтметр, подключенный параллельно выходу этого усилителя: при отсутствии самовозбуждения выходное напряжение усилителя будет в пределах 2—5 *мв*, а при наличии самовозбуждения — много больше, и стрелка будет колебаться.

Теперь предположим, что индикатор обнаружил самовозбуждение усилителя. В этом случае надо найти причину самовозбуждения. Это трудная задача! Выявить цепь, виновную в возникновении самовозбуждения, можно, прикоснувшись к этой цепи, при этом показания индикатора должны изменяться. Кроме того, рекомендуется палочкой из изоляционного материала слегка изменять положение сеточных и анодных цепей, отодвигая их друг от друга и наблюдая при этом за показаниями индикатора. Если показания индикатора изменяются, это служит признаком, что данная деталь или провод участвуют в цепи паразитной связи, способствующей возникновению самовозбуждения. Надо также обязательно проверить, хорошо ли «заземлены» экраны фильтров промежуточной частоты и тщательно установить режим ламп и транзисторов.

Усилитель может самовозбуждаться в результате обратной связи через источник питания. Для устранения этой связи в анодную цепь усилителя включают фильтр, состоящий из резистора сопротивлением 2—5 *ком* и конденсатора емкостью до 0,1 *мкф*. Если усилитель многокаскадный, то такие фильтры необходимо включать в анодные цепи всех каскадов.

Если это не дает желаемого результата, то для устранения самовозбуждения в сеточную или анодную цепь лампы следует включить антипаразитное сопротивление величиной 100—500 *ом* или 0,5—2,5 *ком* соответственно. Наконец, можно в цепь катода лампы включить резистор сопротивлением 20—70 *ом* и не шунтировать его емкостью. Возникающая при этом отрицательная обратная связь по току уменьшает усиление каскада и увеличивает устойчивость его работы.

Хочу еще раз подчеркнуть, что в некоторых случаях бывает очень нелегко обнаружить причину самовозбуждения. Например, самовозбуждение возникает только при максимальном усилении низкочастотного усилителя. Обычно причина этого в недостаточности фильтрации напряжения промежуточной частоты в детекторе, т. е. напряжение этой частоты проходит в первый каскад низкочастотного усилителя. В этом случае на выходе детектора надо включить фильтр (рис. 85), а анод лампы первого каскада усилителя низкой частоты шунтировать на «землю» конденсатором емкостью 200—2 000 *пф*.

Иногда можно встретиться с очень редким случаем самовозбуждения усилителя — оно возникает только при работе приемника на частотах, близких к промежуточной частоте — высшей частоте длинноволнового и низшей частоте средневолнового диапазонов. Это означает, что настройка частоты входных контуров или контуров усилителя высокой частоты близка к резонансной частоте контура в анодной цепи преобразовательной лампы (к частоте настройки фильтра промежуточной частоты). В результате возникает положительная обратная связь через межэлектродную емкость преобразовательной лампы или через емкость монтажа. Устранить такую связь трудно,

для этого приходится разносить на возможно большее расстояние детали входных контуров или контуров усилителя высокой частоты от контуров промежуточной частоты. Можно также рекомендовать включение в цепь управляющей сетки лампы преобразователя фильтра пробки, настроенного на промежуточную частоту. Но можно включить фильтр параллельно входу преобразователя (рис. 86).

Итак, тем или иным способом мы устранили самовозбуждение; теперь можно начинать настройку усилителя. Напомню, что настройка усилителя промежуточной частоты заключается не только в настройке его контуров на промежуточную частоту, но также в получении необходимой полосы пропускания, что зависит от формы резонансной кривой этого усилителя. Настройку усилителя начинают с последнего каскада. Выход высокочастотного генератора через конденсатор емкостью 200 *пф* подключают к управляющей сетке лампы последнего каскада. Если на выходе усилителя включен трансформатор промежуточной частоты, то контур в анодной цепи лампы шунтируют резистором с сопротивлением 30—50 *ком*.

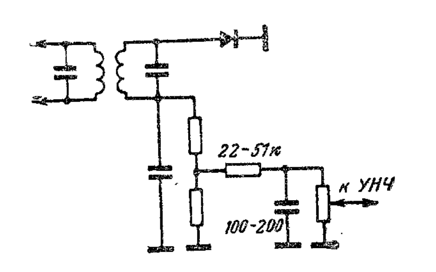


Рис. 85. Фильтр для устранения проникания напряжения промежуточной частоты в усилитель низкой частоты.

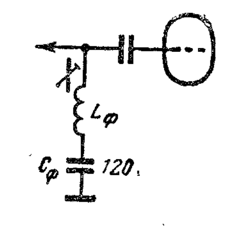


Рис. 86. Фильтр частоты 465 *кгц*.

Способ настройки контуров усилителя зависит от величины связи в фильтрах. При связи между контурами меньше критической общая резонансная кривая будет одногорбой, и настройку можно вести по максимуму выходного напряжения и без шунтирования контуров. При связи между контурами больше критической резонансная кривая становится двугорбой с провалом на резонансной частоте; такой трансформатор промежуточной частоты нельзя настраивать по максимуму выходного напряжения. В этом случае при настройке одного из контуров другой контур трансформатора шунтируют резистором. В результате резонансные свойства этого контура притупляются, и двугорбая резонансная кривая превращается в одногорбую, что позволяет настраивать трансформатор по максимуму выходного напряжения. Именно поэтому я рекомендовал при настройке последнего контура промежуточной частоты шунтировать резистором контур в анодной цепи лампы усилителя. Вообще, если величина связи заранее неизвестна, то фильтры промежуточной частоты лучше настраивать с шунтированием контуров. Если полоса пропускания усилителя промежуточной частоты регулируется, то настройку надо вести при узкой полосе. Автоматическую регулировку усиления (АРУ) следует

отключить, так как она, притупляя настройку, затрудняет определение момента резонанса. Для этого замыкают конденсаторы в цепи АРУ, но если АРУ с задержкой, то этого можно не делать, а вести настройку при малом уровне сигнала, при котором действие АРУ еще не сказывается.

После настройки детекторный контур шунтируют резистором, отключают шунт от контура в цепи анода лампы усилителя промежуточной частоты и по максимальному показанию индикатора настраивают этот анодный контур на промежуточную частоту. Таким же образом настраивают контуры остальных каскадов усилителя промежуточной частоты. Последним настраивают контур в анодной цепи лампы смесителя. При этом напряжение генератора стандартных сигналов через конденсатор емкостью 200—1 000 *пф* подают на управляющую сетку смесительной лампы.

Фильтр сосредоточенной избирательности настраивают следующим образом. На рис. 48 приведена характеристика четырехконтурного фильтра. Как вы знаете, впадина на характеристике двухконтурного фильтра возникает в результате того, что на этой частоте в первый контур со стороны настроенного второго контура вносится наибольшее активное сопротивление. При настройке же трехконтурной системы в резонанс во второй контур из третьего на частоте его настройки вносится большое активное сопротивление, в результате чего добротность второго контура понижается. Поэтому вносимое им в первый контур активное сопротивление уменьшается. Это приводит к тому, что в середине характеристики трехконтурного фильтра появляется пик. Таким образом, можно прийти к выводу, что количество пиков на характеристике равно числу контуров. Однако заметим, что пики и впадины хорошо выражены на характеристике лишь в случае высокой добротности контуров и достаточно большого рассогласования фильтра с нагрузкой. Настройка фильтра должна производиться таким образом, чтобы частота среднего пика (при нечетном числе контуров) или средней впадины (при четном числе контуров) соответствовала определенной величине $f_{ср}$, которая равна резонансной частоте первого контура при параллельном подключении к нему емкости связи. Эта частота может быть определена по формуле

$$f_{ср} = f_1 f_2 \sqrt{\frac{2}{f_1^2 + f_2^2}},$$

где f_1 и f_2 см. рис. 48.

Настройка фильтра начинается с того, что на вход каскада, в который включен фильтр, подают сигнал от высокочастотного генератора, настроенного на частоту $f_{ср}$. Параллельно первому контуру через конденсатор емкостью, не превышающей 5% от емкости контурного конденсатора, подключают ламповый вольтметр; шунтирующие резисторы, если они имеются, отключают. Далее замыкают накоротко перемычкой второй контур и настраивают первый по максимуму показаний вольтметра. Затем замыкают накоротко третий контур, удалив перемычку со второго контура, и настраивают второй контур на минимум показаний вольтметра. После этого замыкают накоротко четвертый контур, удалив перемычку с третьего, и настраивают третий контур на максимум показаний вольтметра и т. д. Каждый нечетный контур настраивают на максимум, а четный — на

минимум показаний вольтметра. При настройке последнего контура перемычкой не пользуются.

Когда все контуры усилителя настроены, снимают резонансную характеристику тракта промежуточной частоты, по которой можно будет судить о полосе пропускания усилителя и избирательности приемника по соседнему каналу (т. е. при расстройке приемника на ±10 *кгц*).

Резонансную характеристику усилителя промежуточной частоты снимают следующим образом. Генератор стандартных сигналов подключают ко входу смесителя и устанавливают на его шкале номинальную промежуточную частоту, на которую фильтры настраивались в процессе налаживания (по максимальным показаниям указателя настройки, включенного, как и ранее, на выходе приемника или на нагрузке детектора). Когда это сделано, выходное напряжение генератора устанавливают такой величины, чтобы усилитель не перегружался. Определить, не перегружается ли усилитель, можно таким способом: надо попробовать увеличить выходное напряжение генератора. Если при этом стрелка указателя настройки отметит большее выходное напряжение, то усилитель не перегружен; если же увеличение выходного напряжения генератора стандартных сигналов не вызовет увеличения показаний указателя настройки, это означает, что выходное напряжение генератора слишком велико и его надо уменьшить до такого значения, при котором стрелка указателя настройки реагирует на изменение этого напряжения.

Снятие резонансной характеристики усилителя начинают с того, что записывают показания указателя настройки при частоте генератора стандартных сигналов, равной номинальной промежуточной частоте. Затем изменяют его частоту на 1—2 *кгц* и записывают новые показания указателя настройки. После этого снова изменяют частоту на 1—2 *кгц* и вновь записывают показания указателя настройки. И так до тех пор, пока указатель настройки будет реагировать на изменение частоты генератора стандартных сигналов. При этом надо следить, чтобы выходное напряжение его оставалось неизменным. Обычно выходное напряжение определяют по вольтметру, имеющемуся на передней панели генератора стандартных сигналов, но если такого вольтметра нет (например, у самодельных генераторов), то с некоторой погрешностью можно принять, что при перестройке генератора в пределах 20—40 *кгц* его выходное напряжение остается неизменным.

Когда снята правая часть резонансной характеристики (от частоты 465 *кгц* в сторону более высоких частот), генератор вновь настраивают на номинальную промежуточную частоту (стрелка указателя настройки при этом должна оказаться в прежнем положении) и начинают изменять его частоту через 1—2 *кгц* в сторону более низких частот, одновременно записывая показания указателя настройки. По полученной таблице зависимости показаний указателя настройки от частоты генератора на миллиметровой бумаге строят резонансную характеристику усилителя.

Когда характеристика получена, ее надо анализировать. Например; впадина между горбами не должна быть более уровня 0,7. Если глубина впадины большая, то это означает, что связь между контурами в трансформаторах промежуточной частоты значительно больше оптимальной и ее следует уменьшить. Величина связи определяется расстоянием между катушками: если это расстояние увеличить, то связь уменьшится, и наоборот. Меняя расстояние между катушками, можно добиться требуемой формы резонансной характеристики и нужной полосы пропускания. Однако на ширину полосы пропускания влияет также добротность контуров: чем выше добротность, тем у́же полоса. Если необходимо расширить полосу и этого не удается достигнуть соответствующим выбором связи или расстройкой контуров, то надо снизить их добротность, шунтировав катушки индуктивности резисторами сопротивлением 20—100 *ком*.

Надо обратить особое внимание на симметричность резонансной характеристики усилителя. Горбы на характеристике должны располагаться симметрично относительно номинальной (465 *кгц*) промежуточной частоты, а спады — иметь одинаковую крутизну. Асимметрия характеристики может возникнуть в результате неправильной настройки контуров, неодинаковой их добротности, а также паразитных обратных связей, вызывающих самовозбуждение усилителя. Поэтому при настройке усилителя надо проверить, влияют ли паразитные связи на форму его резонансной характеристики, например, сняв характеристику при различных напряжениях на экранирующих сетках ламп. Если характеристики усилителя при нормальном и пониженном напряжении на экранирующих сетках ламп одинаковы, то паразитные емкости не оказывают существенного влияния на работу усилителя, и асимметрия его резонансной характеристики вызвана другими причинами. В противном случае необходимо улучшить экранировку усилителя, причем в некоторых случаях требуется экранировать даже лампы усилителя или установить экраны между сеточными и анодными лепестками ламповых панелек. В трансформаторах промежуточной частоты следует попробовать поменять местами выводы сеточной или анодной катушки. Надо улучшить развязки в цепях питания, т. е. увеличить емкость конденсаторов. При подключении цепей АРУ резонансные свойства усилителя несколько притупляются, но симметрия резонансной характеристики должна сохраниться; в противном случае необходимо улучшить развязки в цепях АРУ.

Усилители промежуточной частоты приемников, предназначенных для приема АМ и ЧМ радиостанций, обычно имеют в каждом каскаде два фильтра: один работает на частоте 465 *кгц*, а другой — на частоте 8,4 или 6,5 *Мгц* (промежуточная частота ЧМ канала). Настройка фильтра ЧМ канала производится точно так же, как настройка фильтров промежуточной частоты АМ канала. Полоса пропускания этих фильтров должна составлять 250—300 *кгц*. Резонансная характеристика должна быть строго симметрична относительно значения номинальной промежуточной частоты 8,4 или 6,5 *Мгц*, так как нарушение симметрии приводит к возникновению нелинейных искажений — вспомните работу ЧМ детектора.

Очень удобно производить настройку ЧМ канала с помощью генератора качающейся частоты. Делается это следующим образом. В центр экрана ГКЧ выводят метки, между которыми расположена номинальная промежуточная частота — для частоты 6,5 *Мгц* такими метками являются 6 и 7 *Мгц*, а для частоты 8,4 *Мгц* — метки, соответствующие частотам 8 и 9 *Мгц*. Затем определяют положение номинальной промежуточной частоты на экране ГКЧ и совмещают эту частоту с одной из вертикальных линий на целлулоидной сетке, установленной перед экраном. Вход вертикального отклонения ГКЧ через резистор сопротивлением 0,1—0,2 *Мом* соединяют с сеточной цепью последней лампы усилителя промежуточной частоты настраиваемого приемника, а выход генератора качающейся частоты через конденсатор емкостью 200 *пф* присоединяют к управляющей сетке

лампы предыдущего каскада усилителя промежуточной частоты. При этом на экране ГКЧ появится изображение резонансной характеристики фильтра, включенного в анодную цепь этой лампы. Вращением сердечников каждой из обмоток фильтр настраивают таким образом, чтобы получить двугорбую резонансную характеристику с полосой пропускания 300—350 *кгц* на уровне 0,5.

Далее выход ГКЧ присоединяют к управляющей сетке лампы смесительного каскада. При этом на экране возникнет изображение результирующей характеристики усилителя промежуточной частоты (но без контура, входящего в схему ЧМ детектора, так как вход усилителя вертикального отклонения ГКЧ остается подключенным к сетке лампы последнего каскада усилителя промежуточной частоты приемника). Вращением сердечников фильтра, включенного в анодной цепи смесительной лампы, добиваются наибольшей амплитуды результирующей характеристики усилителя, ее симметрии относительно номинальной промежуточной частоты и заданной полосы пропускания.

НАЛАЖИВАНИЕ И НАСТРОЙКА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Ранее мы подробно рассмотрели работу преобразователя и особенно принцип сопряжения настроек входного и гетеродинного контуров. Теперь мы вновь вернемся к этим вопросам, но уже с практических позиций. Хочу только предупредить, что налаживание и настройка преобразователя — дело весьма сложное. Поэтому советую еще раз перечесть те страницы книги, которые посвящены этому блоку приемника.

Налаживание и настройка преобразователя состоят из трех этапов. Прежде всего надо наладить гетеродин. Затем налаживают смеситель. И только после этого приступают к сопряжению настроек, т. е. занимаются настройкой контуров этого блока.

Итак, начнем с гетеродина. Прежде всего надо проверить режим лампы преобразователя (или гетеродина, если он работает на отдельной лампе). Затем проверяют наличие генерации. В качестве индикатора используют миллиамперметр со шкалой 5—10 *ма*, включив его между сопротивлением анодной нагрузки и плюсом анодного напряжения. Если гетеродин генерирует, то прикасание металлической отвертки к управляющей сетке гетеродинной части лампы приведет к резкому изменению показаний миллиамперметра.

Я не буду останавливаться на том, почему гетеродин вообще не хочет работать — обычно в этом виноват какой-нибудь пустяк. Если схема собрана правильно, детали исправны, и витки обратной связи включены «навстречу» виткам контурных катушек (к управляющей сетке лампы и к аноду гетеродинной частоты лампы должны подключаться разные концы), то гетеродин должен работать. Правда, проверить исправность гетеродина в транзисторном приемнике сложнее, чем в ламповом, так как амплитуда колебаний транзисторного гетеродина очень невелика. Измерить напряжение генерации можно ламповым вольтметром на эмиттере транзистора смесительного каскада. Напряжение генерации по отношению к общему напряжению составляет 0,05—0,1 *в* в диапазоне длинных и средних волн. Если нет достаточно чувствительного измерительного прибора, то нужно попытаться принять сигнал гетеродина на радиовещательный приемник. Если это не удается, то следует предположить, что гетеродин не генерирует, и надо перепробовать все те меры, которые рекомен-

дуются для лампового гетеродина: перемена местами концов катушки обратной связи, увеличение числа витков этой катушки и пр. Заметим, что если гетеродин работает нормально, то его сигнал, принятый на радиовещательный приемник, не должен иметь паразитной модуляции: при расстройке вспомогательного приемника в обе стороны от частоты гетеродина не должны прослушиваться свисты и дополнительные сигналы.

Следует обратить особое внимание на подбор режима транзисторов, работающих в преобразователе.

В преобразователях частоты, работающих с отдельным гетеродином, налаживание гетеродина обычно не вызывает особых затруднений. Но надо иметь в виду, что одним из условий нормальной работы гетеродина является степень его нагрузки преобразовательным каскадом. Степень этой нагрузки регулируется подбором количества витков катушки связи преобразователя с контуром гетеродина и подбором режима преобразовательного и гетеродинного транзисторов по постоянному току. Несколько сложнее налаживание преобразователей, работающих на одном транзисторе. При отсутствии генерации на высокочастотном конце какого-либо из диапазонов следует несколько увеличить количество витков катушки обратной связи с контуром гетеродина. В случае возникновения генерации на частотах, близких к промежуточной, надо постепенно уменьшать ток коллектора транзистора преобразовательного каскада до исчезновения самовозбуждения. При прерывистой генерации на низкочастотном конце какого-либо диапазона следует уменьшить число витков катушки обратной связи с контуром гетеродина. Если указанные меры окажутся недостаточными, можно последовательно с катушкой связи в цепь эмиттера включить резистор с сопротивлением 20—50 *ом*.

При наличии сильных шумов преобразователя надо установить, шумы ли это транзистора, паразитная генерация на промежуточной частоте или релаксационные колебания, аналогичные возникающим при работе транзистора в сверхрегенеративном режиме. Шумящий транзистор следует заменить. При релаксационных колебаниях надо увеличить емкость конденсатора и сопротивление резистора в цепи фильтра развязки, а при отсутствии фильтра — установить его в схему. Низкое качество фильтра в цепи питания преобразователя на коротковолновом диапазоне может привести к генерации, похожей на микрофонный эффект; для устранения такой генерации надо разорвать акустическую связь между монтажной платой приемника и громкоговорителем.

Когда генерация гетеродина получена, проверяют ее устойчивость в пределах диапазонов. Для этого вращают конденсатор настройки и следят за показаниями миллиамперметра: они должны изменяться плавно и в небольших пределах, нигде не доходя до срыва — резкого изменения показаний. Если срывы существуют, их устраняют незначительным увеличением напряжения питания гетеродина или очень незначительным увеличением обратной связи. При возникновении на высокочастотных концах диапазонов прерывистой генерации («капания») ее устраняют уменьшением сопротивления резистора утечки сетки гетеродина или конденсатора, включенного между сеткой лампы и контуром. При слишком большой и бурно возникающей генерации, выражающейся в резком изменении показаний миллиамперметра, надо уменьшить обратную связь, а также уменьшить сопротивление этого резистора и подобрать значение емкости конденсатора.

В «трехточечной» схеме гетеродина для получения устойчивой генерации требуется очень тщательный подбор числа витков отвода катушки контура — величины обратной связи. Ориентировочно это число должно составлять 8—10% числа витков, считая от заземленного конца катушки. Строго говоря, окончательно подбирать число витков отвода надо уже на работающем приемнике — до получения наибольшей чувствительности.

В гетеродине может возникнуть и паразитная генерация, т. е. колебания на частоте, отличной от основной частоты гетеродина. Признаком такой генерации являются резкие изменения показаний миллиамперметра на небольшом участке диапазона. Чтобы устранить такую генерацию, включают в цепь управляющей сетки лампы гетеродина небольшое проволочное сопротивление, причем подбирают наименьшую его величину, необходимую для срыва паразитной генерации. Во всяком случае величина его не должна быть больше 500—600 *ом*, иначе амплитуда колебаний гетеродина сильно уменьшится. Если потребуется большая величина сопротивления, то лучше подобрать другую лампу или перемонтировать блок преобразователя.

Когда гетеродин налажен, т. е. получена устойчивая генерация на всех диапазонах, переходят к налаживанию смесительной части преобразователя. Практически налаживание смесителя сводится к устранению изредка возникающей паразитной генерации, причем методы борьбы с нею те же, что и в усилителях промежуточной частоты. Замечу, что иногда паразитная генерация в начале средневолнового или конце длинноволнового диапазонов вызывается тем, что входные контуры этих диапазонов из-за неправильной настройки оказываются настроенными слишком близко к промежуточной частоте.

Перейдем теперь к настройке контуров гетеродина и контуров на входе смесителя, т. е. к сопряжению настроек этих контуров. Договоримся, что пока не будем говорить о настройке контуров усилителя высокой частоты, поэтому контуры на входе смесителя будем считать входными, т. е. они будут образовывать входное устройство приемника, о котором говорилось выше. Кстати, наличие усилителя высокой частоты ничего не изменяет в процессе настройки, но об этом позднее.

Перед началом настройки контуров надо выбрать частоты точного сопряжения $f_в$, $f_{ср}$ и $f_н$, припомнив все, что говорилось *о* сопряжении, т. е. надо выбрать тип сопряжения. Если вы ремонтируете заводской приемник, то внимательно рассмотрите его шкалу — на шкалах некоторых приемников отмечены частоты точного сопряжения. Очень важно выбрать именно тот тип сопряжения, который был предусмотрен конструкторами данного приемника, так как в этом случае в процессе настройки не потребуется изменять данные контуров и емкости сопрягающих конденсаторов. Однако если никаких рекомендаций по выбору частот точного сопряжения обнаружить не удается, то придется выбрать эти частоты самостоятельно, руководствуясь табл. 3 и соображениями, указанными выше.

Однако предположим, что удалось установить частоты точного сопряжения для данного приемника и поэтому есть уверенность, что емкость сопрягающего конденсатора $C_{пос}$, а также остальные данные колебательных контуров гетеродина и входного устройства подобраны на заводе-изготовителе именно под эти частоты. В этом случае сопряжение настроек контуров ведут по так называемому методу двух частот. При этом методе за основу принимают емкость сопрягающего конденсатора $C_{пос}$, который установлен в приемнике, и две частоты

точного сопряжения $f_в$ и $f_н$. Сущность такого метода сопряжения заключается в том, что путем последовательного приближения подбирают емкость конденсатора $C_{пар}$ (он включен параллельно контуру и представляет собой подстроечный керамический конденсатор) и индуктивность контура гетеродина $L_г$. Сопряжение на частоте $f_{ср}$ при этом получается «автоматически», но это произойдет лишь в том случае (подчеркну еще раз!), если вы правильно определили частоты $f_в$ и $f_н$ для данного приемника.

Следует помнить, что выбор емкости сопрягающего конденсатора зависит от схемы гетеродина, от значения промежуточной частоты, границ диапазона, типа сопряжения, емкостей конденсаторов настройки, емкости монтажа, собственной емкости катушек, входной емкости лампы гетеродина и т. д. Если хоть один из этих параметров изменился или выбран неправильно, то для получения сопряжения на частоте $f_{ср}$ необходима другая емкость сопрягающего конденсатора $C_{пос}$. Следовательно, в этом случае уже нельзя применять сопряжение по методу двух частот, а придется проводить сопряжение по методу трех частот, который хотя и сложнее, но не требует знания, какой именно тип сопряжения (т. е. какие частоты $f_в$, $f_{ср}$ и $f_н$) был принят конструкторами данного приемника.

Начнем с этого «универсального» метода. При методе трех частот за основу принимают частоты точного сопряжения $f_в$, $f_{ср}$ и $f_н$, а остальные параметры контура гетеродина ($C_{пар}$, $C_{пос}$, $L_г$) подбирают последовательным приближением. «Распределение обязанностей» в контуре гетеродина следующее. Сопрягающий конденсатор $C_{пар}$ (рис. 26) оказывает наибольшее влияние на высокочастотном конце диапазона, поэтому с его помощью настраивают этот конец диапазона. При помощи конденсатора $C_{пос}$ настраивают низкочастотный конец диапазона. Наконец, изменяя индуктивность гетеродинного контура при помощи подстроечного сердечника, добиваются точного сопряжения в середине диапазона.

Так как параметры всех трех элементов подстройки гетеродинного контура неизвестны, то необходимо вначале уложить в диапазон высокочастотные входные контуры, настраиваемые на частоту принимаемого сигнала, т. е. привести их в соответствие с градуировкой шкалы приемника. Только после этого можно будет найти на шкале приемника места расположения частот точного сопряжения.

Высокочастотный генератор стандартных сигналов подключают непосредственно к входу приемника, если в приемнике нет усилителя высокой частоты. При наличии усилителя высокой частоты сигнал-генератор через емкость 200—500 *пф* подключают к управляющей сетке лампы этого усилителя.

На входе транзисторных, а также переносных ламповых приемников обычно включена магнитная антенна, причем катушки индуктивности входных контуров помещены непосредственно на ферритовом стержне антенны. При настройке таких приемников генератор стандартных сигналов связывают с входом приемника либо с помощью витка связи, либо с помощью специальной рамки, которая позволяет одновременно измерить чувствительность приемника по полю, *мкв/м* (рис. 87).

В качестве индикатора настройки можно использовать высокочастотный ламповый вольтметр, присоединив его к аноду лампы смесителя. Если такой прибор отсутствует, можно к цепи управляющей сетки лампы смесителя подключить полупроводниковый детектор, соединив его с входом усилителя низкой частоты настраиваемо-

го приемника (рис. 88). Заметим, что такой детектор вносит в высокочастотный контур дополнительную емкость порядка 5—15 *пф.* Поэтому настройку контура после отключения детектора придется корректировать.

Настройку начинают с низкочастотного конца диапазона. Для этого блок конденсаторов настройки устанавливают в положение максимальной емкости, а частота генератора при этом должна соответствовать минимальной частоте диапазона $f_{мин}$. Подстроечным сердечником по индикатору выхода настраивают на эту частоту кон-

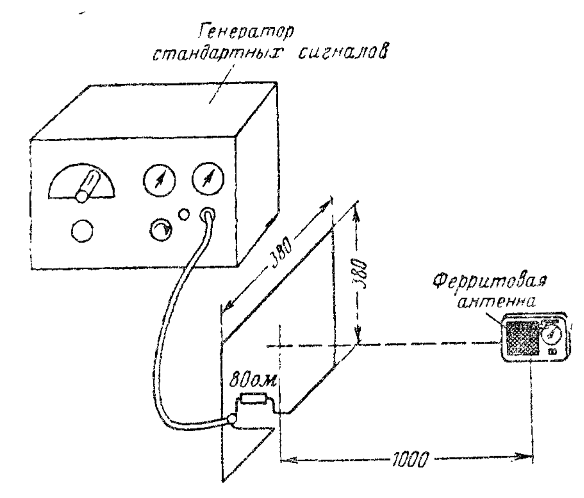


Рис. 87. Рамка, включаемая на выходе высокочастотного генератора для создания стандартной напряженности поля.

тур в цепи управляющей сетки смесительной лампы (в дальнейшем этот контур будем называть входным). После этого блок конденсаторов настройки переводят в положение минимальной емкости, а частоту генератора стандартных сигналов устанавливают равной максимальной частоте диапазона $f_{макс}$. Подстроечным конденсатором настраивают входной контур на эту частоту. Настройку входного контура на крайние частоты диапазона повторяют несколько раз. Затем таким же способом настраивают входные контуры остальных диапазонов приемника.

Вот теперь можно переходить к настройке контуров гетеродина. Вначале контур гетеродина настраивают на среднюю частоту диапазона. Для этого на генераторе стандартных сигналов устанавливают частоту точного сопряжения $f_{ср}$ и, вращая ручку настройки приемника, по индикатору, подключенному к аноду смесительной лампы, настраивают входной контур на эту частоту. Затем индикатор настройки подключают к нагрузке детектора приемника (или к выходу усилителя низкой частоты приемника) и, вращая подстроечный сердечник катушки гетеродинного контура, настраивают этот

контур по максимальным показаниям индикатора выхода. Иными словами, добиваются настройки гетеродинного контура на частоту $f_г = f_{ср} + f_п$.

Аналогичным способом производят настройку входного контура на низкочастотном конце диапазона (на частоте $f_н$). Настройку же гетеродинного контура на этом конце диапазона осуществляют под-

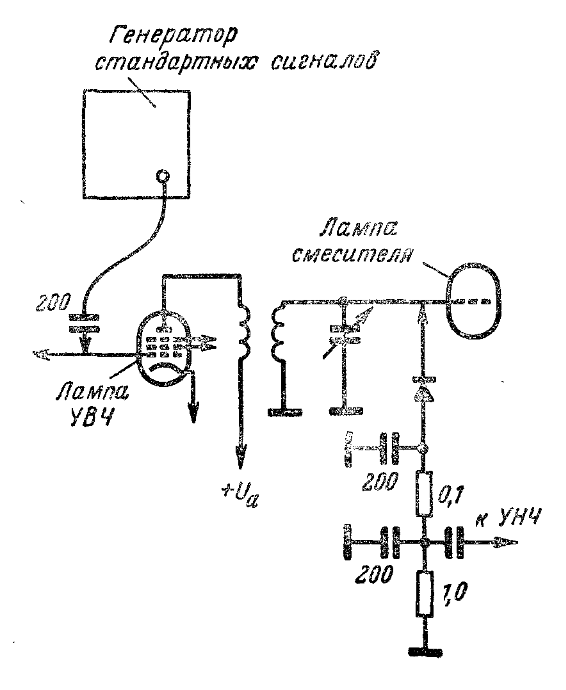


Рис. 88. Вспомогательный детектор для настройки высокочастотных контуров.

бором сопрягающего конденсатора $C_{пос}$ до получения максимального показания индикатора выхода. Так же поступают и при настройке входного контура на высокочастотном конце диапазона (на частоте $f_в$), а настройку гетеродинного контура производят подбором емкости конденсатора $C_{пар}$, причем подстроечный конденсатор гетеродинного контура должен находиться в среднем положении.

Итак, нами найдена приблизительно нужная емкость сопрягающих конденсаторов и индуктивность катушки гетеродинного контура. Уточняют настройку этих элементов в том же порядке: сначала на частоте $f_{ср}$ подстраивают индуктивность катушки, затем на частоте $f_н$ подбирают емкость сопрягающего конденсатора $C_{пос}$, а на частоте $f_в$ — емкость конденсатора $C_{пар}$ (подстроечным конденсатором). Настройку уточняют несколько раз, пока не перестанут изменяться емкость сопрягающих конденсаторов и индуктивность катушки. Чем

ближе первоначальная емкость сопрягающих конденсаторов к необходимой, тем скорее будет закончен процесс уточнения настройки.

Если приемник не имеет усилителя высокой частоты, то процесс сопряжения настроек контуров на этом заканчивается. При наличии в приемнике усилителя высокой частоты надо будет настроить и входной контур, так как в таком приемнике нами условно входным был назван контур в цепи управляющей сетки смесительной лампы. Поэтому теперь генератор стандартных сигналов подключают к входу приемника. На генераторе устанавливают частоту точного сопряжения в низкочастотном конце диапазона. Приемник настраивают на эту частоту ручкой настройки. Затем подстроечным сердечником настраивают на нее входной контур. Далее сигнал-генератор и приемник перестраивают на частоту точного сопряжения в высокочастотном конце диапазона и настраивают на нее входные контуры подстроечным конденсатором. Настройку контуров в концах диапазона повторяют несколько раз, пока не перестанет изменяться положение сердечников и подстроечных конденсаторов.

Итак, с методом трех частот мы разобрались. Но предположим, что нам «повезло»: мы настраиваем приемник, точно зная его прежние частоты точного сопряжения, под которые подобрали параметры гетеродина. Поэтому можно применить метод двух частот. При этом методе, как я уже говорил, за основу берется частота точного сопряжения $f_в$, и по ней подбирается емкость сопрягающего конденсатора $C_{пар}$, а также частота точного сопряжения $f_н$, на которую гетеродинный контур настраивают подстроечным сердечником катушки индуктивности. Если емкость сопрягающего конденсатора $C_{пос}$ выбрана правильно, то в середине диапазона сопряжение получается «автоматически».

Возможны два варианта сопряжения по методу двух частот. Первый применяется, когда известно положение частот точного сопряжения $f_н$ и $f_в$ на шкале приемника. Это может быть при настройке приемников, на шкале которых отмечено положение частот точного сопряжения, а также при подстройке приемников, ранее настроенных по методу трех частот. При настройке по этому варианту сначала производят сопряжение на низкочастотном конце диапазона. Для этого на вход смесителя от генератора стандартных сигналов подают сигнал с частотой точного сопряжения на низкочастотном конце диапазона. Указатель настройки устанавливают на соответствующую риску шкалы, отмечающую частоту точного сопряжения, и регулировкой положения подстроечного сердечника катушки гетеродинного контура добиваются максимальных показаний индикатора выхода приемника. Затем генератор подключают к входу приемника и подстроечными сердечниками по максимальному показанию индикатора выхода подстраивают входные контуры, уменьшая по мере надобности напряжение на выходе генератора.

Далее переходят к сопряжению на высокочастотном конце диапазона. Указатель настройки приемника совмещают с соответствующей риской шкалы, указывающей частоту точного сопряжения $f_в$, генератор стандартных сигналов подключают к входу смесителя и настраивают его также на частоту $f_в$. Затем регулировкой подстроечного конденсатора гетеродинного контура добиваются максимальных показаний на выходе приемника. После этого генератор стандартных сигналов подключают к входу приемника и подстроечными конденсаторами по индикатору выхода настраивают входные контуры. Настройку контуров на низкочастотном и высокочастотном концах диапазона повторяют несколько раз, пока не перестанет изменяться положение подстроечных конденсаторов и сердечников, причем настройку ведут с входа приемника, т. е. для настройки гетеродинных контуров генератор оставляют включенным на входе приемника.

Теперь перейдем к тому варианту сопряжения по методу двух частот, при котором положение частот точного сопряжения на шкале приемника не известно. В этом случае начинают с установки границ диапазона. Для этого на вход смесителя от генератора стандартных сигналов подают минимальную частоту диапазона. Конденсаторы блока настройки приемника устанавливают в положение максимальной емкости и регулировкой положения сердечника катушки гетеродинного контура добиваются максимальных показаний индикатора настройки на выходе приемника. Затем конденсаторы блока настройки переводят в положение минимальной емкости, а генератор перестраивают на максимальную частоту диапазона и настраивают гетеродинный контур регулировкой подстроечного конденсатора по максимальным показаниям индикатора выхода. Настройку гетеродинного контура на крайние частоты диапазона повторяют несколько раз, пока не перестанет изменяться положение подстроечного конденсатора и сердечника гетеродинного контура.

Теперь можно переходить к сопряжению настройки гетеродинного контура с настройкой входных контуров. Всю операцию сопряжения производят так же, как при настройке по первому варианту метода двух частот, только вначале устанавливают частоту точного сопряжения на генераторе стандартных сигналов и на эту частоту приемник настраивают по максимальным показаниям индикатора выхода. Вначале добиваются сопряжения на низкочастотном конце диапазона, а затем на высокочастотном.

При настройке по методу двух частот сопряжение в третьей точке должно получиться автоматически. Поэтому после окончания настройки контуров надо проверить, получилось ли это на нужной частоте и в нужном месте шкалы приемника. Для такой проверки на вход приемника от генератора стандартных сигналов подают частоту точного сопряжения $f_{ср}$. Затем на эту частоту настраивают приемник по максимальным показаниям индикатора выхода. Далее надо выяснить, настроены ли входные контуры на эту частоту или имеется расстройка этих контуров относительно частоты точного сопряжения (и как следствие — потеря чувствительности приемника). Чтобы определить расстройку, сердечник катушки высокочастотного (входного) контура слегка вворачивают и выворачивают. Если громкость сигнала или отклонения индикатора выхода в обоих случаях уменьшается, то на данной частоте имеется точное сопряжение. Если же при ввертывании ферритового сердечника показания индикатора выхода приемника увеличились, то это означает, что разность $f_г—f_{вх}$ (см. рис. 28) приблизилась к промежуточной частоте. Но при ввертывании ферритового сердечника частота катушки уменьшается, а разность $f_г—f_{вх}$ увеличивается. Следовательно, кривая сопряжения располагается в данной точке шкалы ниже линии промежуточной частоты, а частота точного сопряжения расположена от этой точки ближе к высокочастотному концу диапазона. И наоборот, если показания индикатора выхода увеличиваются при ввертывании сердечника, то частота точного сопряжения расположена от данной точки шкалы ближе к низкочастотному концу диапазона.

О том, как передвигать частоту точного сопряжения в середине

диапазона, мы уже говорили, когда рассматривали вопросы сопряжения (надо изменять емкость сопрягающего конденсатора $C_{пос}$).

Однако прежде чем изменять емкость сопрягающего конденсатора, надо убедиться, что правильно выбраны частоты точного сопряжения. Для этого надо снять кривую сопряжения. Кстати, снятие и анализ этой кривой является заключительным этапом при настройке приемника и по методу сопряжения по трем частотам. Снимают кривую сопряжения следующим образом. Находят отклонение кривой сопряжения от промежуточной частоты для 15—20 точек данного диапазона (например, через каждые 10° шкалы приемника) и строят по этим точкам кривую сопряжения. По горизонтальной оси откладывают частоты и соответствующие им градусы шкалы, а по вертикальной — разность между настройкой приемника (т. е. частотой, определяемой настройкой гетеродинных контуров) и настройкой входных контуров для данной точки шкалы. Делается это так. Генератор стандартных сигналов включают на вход приемника. Вращая ручку настройки приемника, устанавливают указатель настройки на определенное деление шкалы, и генератор настраивают на эту частоту по максимальному отклонению стрелки индикатора выхода приемника. Затем по шкале генератора определяют частоту f_c, на которую настроен приемник, и отмечают ее на горизонтальной оси графика.

Когда частота f_c, а значит, и частота $f_г$ определены, надо определить частоту $f_{вх}$ настройки входного контура. Для этого усилитель низкой частоты через вспомогательный детектор (см. рис. 88) подключают к сеточной цепи смесительной лампы, или в анодную цепь этой лампы включают индикатор (высокочастотный ламповый вольтметр). Изменяя частоту генератора стандартных сигналов, по индикатору находят резонансную частоту входных контуров $f_{вх}$ для данной точки шкалы, т. е. не изменяя настройки приемника. Разность между найденными частотами $f_c—f_{вх}$ откладывают в зависимости от ее знака вверх или вниз от линии промежуточной частоты. Полученные точки соединяют плавной кривой. Заметим, что разность $f_c—f_{вх}$ невелика, поэтому ее надо отсчитывать по нониусу ручки настройки сигнал-генератора, предварительно определив цену его делений при данной настройке.

Теперь на этот же график надо нанести границы допустимой погрешности сопряжения. Для этого через каждые 25—30° шкалы приемника определяют полосу пропускания входных контуров на уровне 0,5. Определить эту полосу можно следующим образом. Генератор настраивают на резонансную частоту входных контуров по индикатору в анодной цепи смесительной лампы. Увеличивают выходное напряжение генератора в 2 раза и изменяют его частоту (сначала в одну, а потом в другую сторону) таким образом, чтобы показания индикатора настройки приемника уменьшились до прежнего уровня. Разность между полученной частотой и резонансной частотой входных контуров при расстройке генератора в одну сторону от резонансной частоты входных контуров плюс разность между полученной частотой и резонансной частотой высокочастотных контуров при расстройке генератора в другую сторону равна полосе пропускания входных контуров. При амплитудной модуляции передается полоса частот около 10 *кгц*; поэтому, отложив на графике от промежуточной частоты величину допустимой погрешности для измеренных точек шкалы приемника соответственно вверх $\Delta f_д = f_{с-г}—f_{вх}—5$ *кгц* (при расстройке генератора выше резонансной

частоты высокочастотных контуров) и вниз $\Delta f_д = f_{вх}—f_{с-г}—5$ *кгц* (при расстройке генератора ниже резонансной частоты высокочастотных контуров) и соединив полученные точки плавной кривой, получим границы допустимой погрешности сопряжения.

Сопряжение можно считать хорошим, если кривая сопряжения не выходит за пределы допустимой погрешности. При плохом сопряжении возможны следующие случаи. Если на одном конце диапазона погрешность сопряжения выходит за допустимые границы, а погрешность в середине диапазона не доходит до них, то частоту точного сопряжения на данном конце диапазона ($f_н$ или $f_в$) следует изменить, передвинув ближе к концу диапазона. Наоборот, если погрешность в середине диапазона выходит за допустимые границы, а на концах диапазона не доходит до них, то частоты точного сопряжения на концах диапазона надо передвинуть дальше от концов, т. е. ближе к середине диапазона. Может случиться, что погрешность на конце и в середине одной половины диапазона выходит за допустимые границы, а на другой половине не доходит до них. В этом случае частоту точного сопряжения в середине диапазона следует передвинуть ближе к той части диапазона, на которой погрешность выходит за допустимые границы. Наконец, если погрешность сопряжения на обеих частях диапазона выходит за допустимые границы, то необходимо расширить полосу пропускания входных контуров. Для этого надо уменьшить их добротность путем шунтирования резисторами с сопротивлением 20—100 *ком*.

Методика получения сопряжения в двух точках на полурастянутых КВ диапазонах такая же, как при сопряжении по методу двух частот. Рассмотрим сначала случай, когда известно положение частот точного сопряжения. Вначале указатель настройки приемника совмещают с риской на шкале, соответствующей частоте $f_н$. На вход приемника подают от генератора стандартных сигналов соответствующую частоту и настраивают гетеродинный контур подстроечным сердечником по максимальному показанию индикатора выхода приемника. Затем подстроечным сердечником на эту же частоту настраивают входной контур. Далее указатель настройки приемника переводят на отметку частоты точного сопряжения на высокочастотном конце диапазона $f_в$. На вход приемника от генератора подают соответствующую частоту и по максимальному показанию индикатора выхода приемника настраивают гетеродинный контур подстроечным конденсатором.

После этого подстроечным конденсатором настраивают по индикатору выхода высокочастотный контур. Сопряжение контуров на низкочастотном и высокочастотном концах диапазона повторяют несколько раз, пока не перестанет изменяться положение подстроечных конденсаторов и сердечников.

В случае, когда не известно положение частот точного сопряжения на шкале приемника, вначале надо установить границы диапазона. Для этого на вход приемника подают от генератора стандартных сигналов минимальную частоту диапазона $f_{мин}$, конденсаторы блока настройки устанавливают в положение максимальной емкости и настраивают гетеродинный контур подстроечным сердечником по максимальному показанию индикатора выхода приемника. Затем таким же способом настраивают гетеродинный контур на максимальную частоту диапазона, но уже при помощи подстроечного конденсатора. Настройку на низкочастотном и высокочастотном концах диапазона повторяют несколько раз.

После этого на вход приемника от генератора подают частоту точного сопряжения на низкочастотном конце диапазона и настраивают на эту частоту приемник ручкой блока конденсаторов переменной емкости. Затем подстроечным сердечником подстраивают на эту частоту входной контур по максимальным показаниям индикатора выхода приемника. После этого перестраивают генератор на частоту точного сопряжения на высокочастотном конце диапазона, настраивают на эту частоту приемник и подстраивают входной контур подстроечным конденсатором. Указанную настройку на частоты точного сопряжения на высокочастотном и низкочастотном концах диапазона производят несколько раз, пока не перестанет изменяться положение подстроечного конденсатора и сердечника входного контура.

На растянутых коротковолновых диапазонах применяют сопряжение только в середине диапазона без сопрягающих конденсаторов. Настройку производят следующим образом. На вход приемника от генератора стандартных сигналов подают среднюю частоту диапазона, а указатель настройки приемника устанавливают на середину шкалы. Гетеродинный контур настраивают по индикатору выхода приемника подстроечным сердечником катушки индуктивности или подстроечным конденсатором. Затем на эту же среднюю частоту диапазона по максимальным показаниям индикатора выхода настраивают входные контуры.

НАЛАЖИВАНИЕ И НАСТРОЙКА ВЧ УСИЛИТЕЛЯ

Собственно, настройка контуров усилителя высокой частоты уже рассмотрена: все, что говорилось о настройке входных контуров, относится и к настройке контуров усилителя высокой частоты.

Наиболее неприятная неисправность, с которой приходится сталкиваться при налаживании усилителя высокой частоты — это самовозбуждение. Выражается она в свистах или сильном шипении. Но может случиться, что самовозбуждение происходит на частоте, не слышимой ухом; в этом случае при настройке на радиостанцию приемник сильно свистит.

Причины самовозбуждения усилителя высокой частоты те же, что и усилителя промежуточной частоты: паразитные связи между анодной и сеточной цепями. Такие связи появляются вследствие неудачного монтажа, например, близко расположены провода этих цепей, которые к тому же достаточно длинны. Самовозбуждение может возникнуть и в результате неправильно выбранного режима лампы или транзистора (у лампы особенно опасно слишком малое смещение и слишком большое напряжение на экранирующей сетке). Замечу, что подбирать режим надо при сорванной паразитной генерации, для чего управляющую сетку лампы или базу транзистора соединяют с шасси через конденсатор емкостью 0,1 *мкф.* Кроме того, самовозбуждение может возникнуть в результате индуктивной связи контурных катушек различных каскадов усилителя или связи контурных катушек с анодной цепью лампы.

Для борьбы с самовозбуждением следует по возможности уменьшать длину проводов в сеточных и анодных цепях. Нельзя располагать их близко друг к другу. Контурные катушки, если они большого диаметра, должны быть экранированы. Катушки на ферритах и другие малогабаритные катушки с малым полем рассеяния экранировать обычно не нужно. Все цепи, которые являются общими для лампы усилителя высокой частоты и ламп других каскадов, должны быть снабжены развязывающими фильтрами.

Когда усилитель высокой частоты заработает нормально, приступают к настройке его контуров, о чем уже было рассказано.

НАЛАЖИВАНИЕ И НАСТРОЙКА УКВ БЛОКА

Прием УКВ ЧМ радиостанций в современных радиовещательных приемниках производится по следующей блок-схеме (рис. 89). Усиление высокой частоты и преобразование сигнала радиостанции в промежуточную частоту (обычно 6,5 или 8,4 *Мгц*) производится в специальном УКВ блоке. В этот блок входит триодный усилитель принимаемой частоты и преобразователь на триоде. На выходе УКВ блока образуется промежуточная частота, колебания которой подаются на вход преобразователя АМ канала, который при приеме ЧМ сигналов является первым каскадом усиления промежуточной частоты.

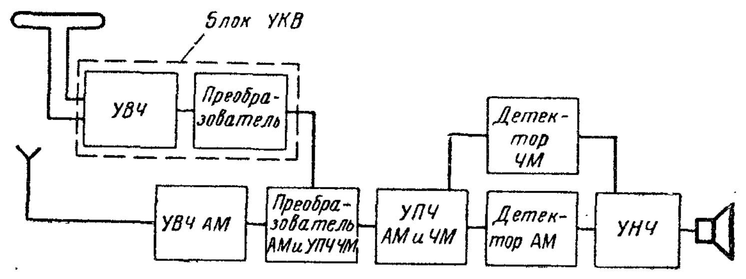


Рис. 89. Блок-схема АМ — ЧМ приемника.

Далее усиление колебаний ЧМ промежуточной частоты происходит в том же усилителе, который используется и при приеме АМ сигналов. Как уже говорилось, для этого в усилителе промежуточной частоты приемников, рассчитанных для приема АМ и ЧМ сигналов, включены последовательно фильтры, настроенные соответственно одни на 465 *кгц*, а другие на 8,4 *Мгц* (или 6,5 *Мгц*). Так как частоты настройки фильтров очень различны, то фильтры не оказывают никакого влияния друг на друга, и усилитель может работать и на той, и на другой промежуточной частоте.

За усилителем промежуточной частоты следует частотный детектор — он подключается к усилителю только во время приема ЧМ радиостанций, а во время приема АМ радиостанций к усилителю подключается обычный диодный детектор. С выхода ЧМ детектора сигнал низкой частоты поступает на усилитель низкой частоты.

Рассмотрим работу УКВ блока, типовая схема которого показана на рис. 90. Подавляющее большинство радиовещательных приемников имеет УКВ блок, в котором работает двойной триод 6Н3П.

Такой блок состоит из триодного усилителя принимаемого сигнала и триодного преобразователя, причем в одном триоде совмещены функции смесителя и гетеродина.

Выбор в качестве электронной лампы триода объясняется тем обстоятельством, что триоды на УКВ обладают значительно мень-

шим уровнем собственных шумов. Однако у триодов весьма значительна проходная емкость, т. е. емкость сетка — анод $C_{\text{а.с}}$. Эта емкость приводит к появлению обратной связи между выходом и входом каскада, например, усилителя высокой частоты, что вызывает самовозбуждение усилителя. Такая связь в усилителе высокой частоты особенно опасна, так как в цепях сетки и анода включены контуры, настроенные на одну и ту же частоту — это очень «подходящие условия» для возникновения самовозбуждения. В триодном преобразователе проходная емкость и возникающая благодаря ей отрицательная обратная связь по промежуточной частоте очень сильно снижает усиление преобразователя. Поэтому необходимо

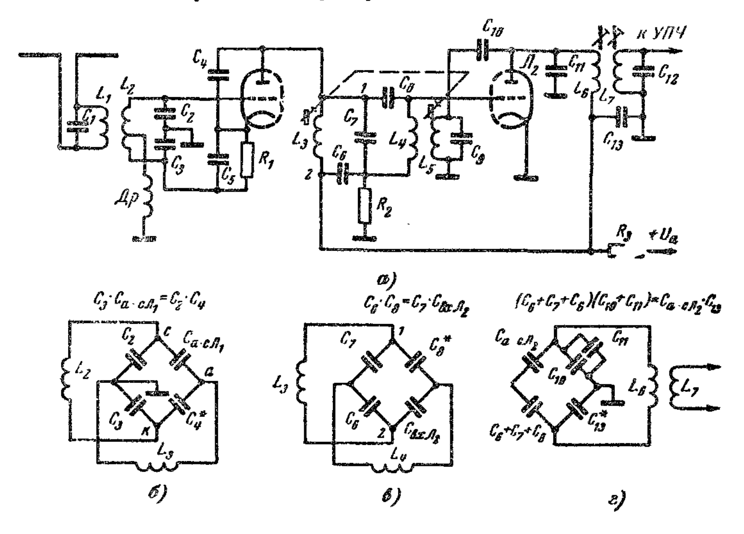


Рис. 90. Типовой УКВ блок с индуктивной настройкой.
а — принципиальная схема; *б—г* — мосты нейтрализации.

нейтрализовать действие проходной емкости $C_{\text{а.с}}$. Такая нейтрализация производится следующим образом.

На рис. 90, *б* приведена схема моста, по которой включены емкости C_2, C_3, C_4 усилителя высокой частоты, а также приходная емкость триода $C_{\text{а.с}}$. Как видно из схемы, входной сеточный контур L_2 и выходной анодный контур L_3 усилителя включены в разные диагонали емкостного моста. Как известно, в диагоналях уравновешенного моста токи отсутствуют. Поэтому можно считать, что если соблюдены условия баланса моста

$$C_3 C_{\text{а.с}} = C_2 C_4,$$

то взаимное влияние контуров L_2 и L_3 (конечно, при отсутствии прямой связи между контурами) из-за наличия проходной емкости $C_{\text{а.с}}$ равно нулю. Таким образом, при налаживании триодного усилителя высокой частоты надо сбалансировать емкостный мост путем изменения емкости конденсатора C_4, который носит название нейтрализующего.

В триодном преобразователе задача еще более сложная: надо не только нейтрализовать проходную емкость триода, приводящую к отрицательной обратной связи по промежуточной частоте, но и «развязать» анодный контур усилителя высокой частоты L_3 и контуры гетеродина L_4 и L_5. Последнее совершенно необходимо, так как если контуры УВЧ и гетеродина будут влиять друг на друга, то это очень затруднит сопряжение настроек и приведет к просачиванию сигнала гетеродина в антенну и созданию помех окружающим телевизорам и приемникам.

«Развязка» контуров усилителя высокой частоты и гетеродина производится путем включения контуров L_3 и L_4 в разные диагонали сбалансированного моста, образованного конденсаторами C_6, C_7, C_8 и входной емкостью $C_{\text{с.к}}$ триода $Л_2$. Условия баланса моста приведены на рис. 90, *в*; балансирование моста при налаживании производится подбором емкости конденсатора C_8.

Второй мост в схеме преобразователя образован суммарной емкостью $C_6+C_7+C_8$, суммарной емкостью $C_{10}+C_{11}$, емкостью C_{13} и проходной емкостью триода $Л_2$ (рис. 90, *г*). Назначение этого моста — компенсировать отрицательную обратную связь по промежуточной частоте путем создания положительной обратной связи. Для этого емкость конденсатора C_{13} выбирают такой, чтобы мост оказался разбалансированным и настолько, что положительная обратная связь немного превышает отрицательную — в этом случае преобразовательный каскад обладает большим усилением.

Напряжение промежуточной частоты выделяется на контуре фильтра L_6 и затем с контура L_7, индуктивно связанного с L_6, поступает в усилитель промежуточной частоты.

Входной контур L_2 настроен на середину УКВ диапазона, и настройка его неизменна. Обычно гетеродин настроен на частоту, которая выше частоты принимаемого сигнала на промежуточную частоту 8,4 или 6,5 *Мгц*, однако в некоторых приемниках преобразование частоты осуществляется на второй гармонике гетеродина, контур которого настраивается на частоты 35,75—40 *Мгц*.

Настройка УКВ блока в пределах диапазона у подавляющего большинства современных радиовещательных приемников индуктивная, т. е. производится перемещением диамагнитных сердечников в катушках анодного контура L_3 усилителя высокой частоты и контура гетеродина L_5. Но у некоторых приемников настройка производится с помощью блока конденсаторов переменной емкости, который обычно объединен с блоком конденсаторов настройки диапазонов ДВ, СВ и КВ. Схема одного из таких УКВ блоков приведена на рис. 91. В основном она повторяет схему блока с индуктивной настройкой, но есть и отличия. Например, усилитель высокой частоты работает по схеме с заземленной промежуточной точкой. Анодный контур усилителя $L_3C_4C_5C_6$ через межэлектродную емкость анод — сетка лампы подключен к сеточному контуру L_2C_1, и это может привести к самовозбуждению. Чтобы этого не произошло, в схеме образован мост, показанный на рис. 91, *б*. Паразитная емкость лампы $C_{\text{а.с}}$ и нейтрализующий конденсатор C_3 вместе с плечами входного контура L_2C_1 образуют мост, и анодный контур по высокой частоте включен в диагональ моста. Следовательно, когда мост сбалансирован, т. е. правильно выбрана емкость конденсатора C_3, взаимная связь контуров усилителя исключена.

В блоке с индуктивной настройкой (рис. 90) гетеродинный преобразователь частоты включен по так называемой схеме с емкост-

ным делителем — он образован конденсаторами C_6C_7. В блоке же с емкостной настройкой гетеродинный преобразователь включен по схеме с индуктивным делителем. Сигнал из колебательного контура усилителя высокой частоты $L_3C_4C_5C_6$ вводится в цепь управляющей сетки лампы преобразователя через разделительный конденсатор C_7 и отвод от середины катушки обратной связи L_5. Две половины этой катушки вместе с входной емкостью лампы $C_{с.к}$ и подстроечным конденсатором C_{12} образуют мост (рис. 91, *в*), предотвращающий обратную передачу колебаний гетеродина в усилитель высокой ча-

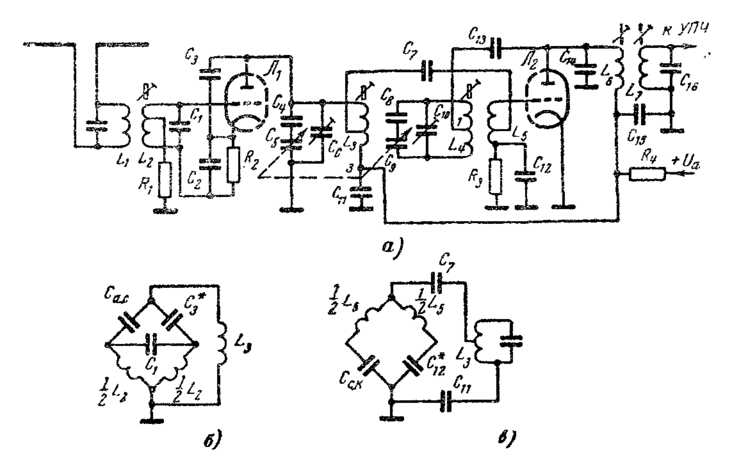


Рис. 91. Типовой УКВ блок с емкостной настройкой.

а — принципиальная схема; *б, в* — мосты нейтрализации.

стоты. Действительно, напряжение обратной связи, наводимое в катушке L_5, оказывается приложенным к одной диагонали моста, в то время как контур усилителя высокой частоты $L_3C_4C_5C_6$ включен в другую диагональ моста. При балансе моста путем подбора емкости конденсатора C_{12} ($C_{12}=C_{с.к}$) напряжение в диагонали, в которую включен этот контур, отсутствует. Таким образом предотвращается проникновение колебаний гетеродина в усилитель высокой частоты и влияние настройки контуров последнего на настройку гетеродина.

Третий мост — для нейтрализации проходной емкости триода анод — сетка, могущей вызвать самовозбуждение по промежуточной частоте, ничем не отличается от схемы этого моста в блоке с индуктивной настройкой (рис. 90, *г*).

Мы рассмотрели две схемы типовых УКВ блоков, которыми снабжается большинство радиоприемников, рассчитанных на прием радиостанций, работающих в УКВ диапазоне. Эти блоки работают на двойном триоде 6Н3П. Однако некоторые радиоприемники высшего класса имеют нетиповые УКВ блоки. Например, в радиоле «Симфония» применен УКВ блок, состоящий (рис. 92) из двухкас-

кадного усилителя высокой частоты на триод-пентоде 6Ф1П и гетеродинного преобразователя частоты, работающего на пентоде 6Ж1П в триодном включении. Первый каскад усилителя высокой частоты собран на триодной части лампы 6Ф1П по схеме с заземленной промежуточной точкой (конденсаторы C_2 и C_3) и нейтрализацией проходной емкости лампы (конденсатор нейтрализации C_5). Второй каскад усилителя высокой частоты собран по обычной схеме с резонансным контуром в анодной цепи пентодной части лампы 6Ф1П.

Гетеродинный преобразователь имеет в анодной цепи фильтр промежуточной частоты (катушки L_7, L_8, L_9 и конденсаторы C_{16}, C_{17}

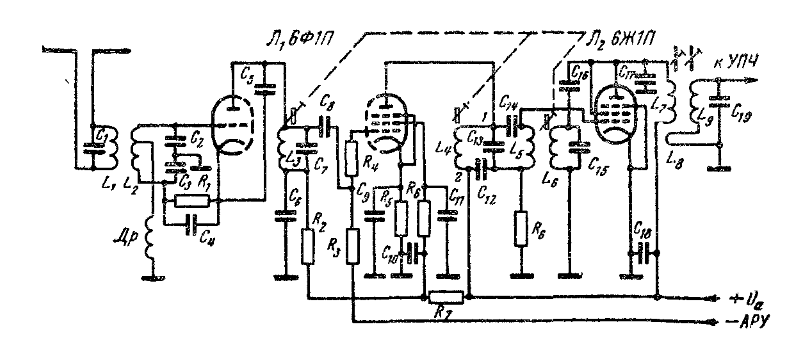


Рис. 92. Схема УКВ блока радиолы «Симфония».

и C_{19}), настроенный на частоту 6,5 *Мгц*. Для уменьшения паразитного излучения гетеродина в диапазоне 71,5—80 *Мгц* преобразование частоты производится на второй гармонике гетеродина (контур гетеродина L_6C_{15} настраивается на частоты 35,75—40 *Мгц*). Для уменьшения просачивания паразитного напряжения гетеродина на вход УКВ блока катушка анодного контура усилителя высокой частоты L_4 и катушка связи гетеродина L_5 включены в диагонали уравновешенного моста, плечи которого образованы делителем C_{12} и C_{13}, конденсатором C_{14} и входной емкостью лампы преобразователя $C_{с.к}$.

В следующей модификации этой радиолы («Симфония-2») УКВ блок вместо двухкаскадного усилителя высокой частоты имеет каскодный усилитель на двойном триоде 6Н3П (рис. 93), причем гетеродинный преобразователь оставлен без изменения. Как известно, каскодный усилитель имеет большое усиление при малых собственных шумах. Работает он следующим образом. Триоды $Л_{1а}$ и $Л_{1б}$ соединены последовательно и питаются от общего анодного источника. Лампа $Л_{1а}$ включена по обычной схеме с общим катодом; входной сигнал поступает на ее управляющую сетку с контура $L_2C_2C_3$ (схема входной цепи не отличается от схемы на рис. 90). Нагрузкой для лампы $Л_{1а}$ по постоянному току служит внутреннее сопротивление лампы $Л_{1б}$ и нагрузка этой лампы. Нагрузкой же лампы $Л_{1а}$ по переменному току является цепь катод — заземленная сетка (через конденсатор C_7) лампы $Л_{1б}$. Эта цепь обладает малым сопротивлением, поэтому коэффициент усиления каскада на лампе

$Л_{1а}$ мал и можно не опасаться самовозбуждения каскада. В то же время выходное сопротивление каскада на лампе $Л_{1а}$ близко к наиболее выгодной величине как сопротивление источника сигнала для каскада на лампе $Л_{1б}$ (в целях создания определенного выходного сопротивления связь между каскадами осуществляется через П-образный контур $C_5L_3C_6$, параметры которого подобраны соответствующим образом). Поэтому от каскада на лампе $Л_{1б}$ можно получить высокое усиление, сравнимое по величине с усилением пентодного каскада, но так как каскад работает на триоде, то его собственные

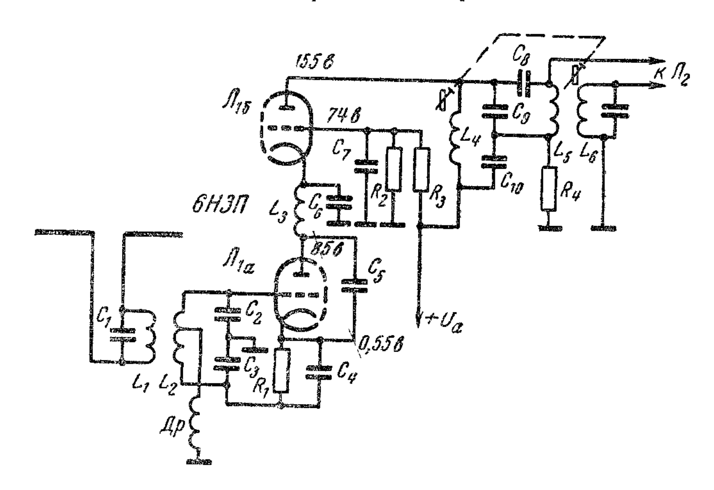


Рис. 93. Схема каскодного усилителя высокой частоты УКВ блока радиолы «Симфония-2».

шумы невелики, во всяком случае много меньше шумов пентодного усилителя.

Для создания нужного смещения на сетке лампы $Л_{1б}$ служит делитель R_2R_3, причем сопротивление резисторов подобрано так, что положительное напряжение на сетке лампы $Л_{1б}$ меньше положительного напряжения на катоде этой лампы, чем и обеспечивается отрицательное смещение.

В анодной цепи лампы $Л_{1б}$ включен контур $L_4C_9C_{10}$ с емкостным делителем. Схема нейтрализации связи с гетеродином такая же, как и в схеме на рис. 90.

В радиолах «Эстония-3» и «Эстония-3М» применены УКВ блоки, собранные по схемам, показанным иа рис. 94. В этих блоках применен двухкаскадный усилитель высокой частоты на лампе 6Ф1П, напоминающий усилитель высокой частоты УКВ блока приемника «Симфония» (рис. 92) с той лишь разницей, что входная цепь собрана по схеме с заземленной промежуточной точкой. Гетеродинный преобразователь работает на триоде второй лампы 6Ф1П, причем схема его практически не отличается от схемы, показанной на рис. 90. Пентодная же часть второй лампы 6Ф1П работает в качестве усилителя промежуточной частоты.

Принципы налаживания и настройка всех этих блоков примерно одинаковы, поэтому в качестве примера рассмотрим настройку блока, схема которого приведена на рис. 90, указывая попутно на особенности настройки и налаживания остальных схем.

Как всегда налаживание начинается с проверки работы гетеродина. Для этого применяют те же методы, что и при налаживании АМ преобразователя (см. стр. 130). Ламповый вольтметр постоянного или переменного тока подключают параллельно резистору утечки сетки лампы гетеродинного преобразователя (R_2 на рис. 90, R_3 на рис. 91, R_8 на рис. 92, R_7 на рис. 94). При нормальной работе гете-

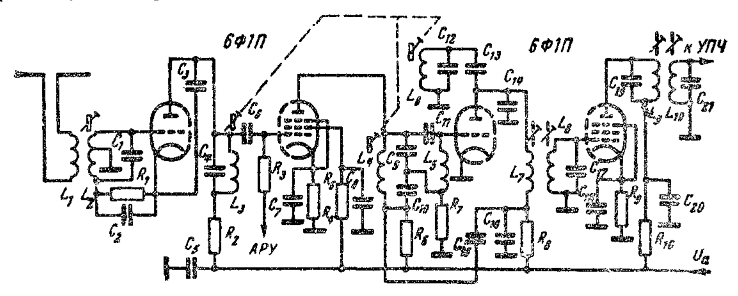


Рис. 94. Схема УКВ блока радиолы «Эстония-3» и «Эстония-3М».

родина показания вольтметра постоянного тока должны быть в пределах 2—5 *в*, а показания вольтметра переменного тока — в пределах 1,5—4,5 *в*. Повышенные показания указывают на наличие релаксационных колебаний. В этом случае надо уменьшить сопротивление резистора утечки сетки. Надо также убедиться, что при изменении частоты настройки гетеродина он устойчиво генерирует во всем диапазоне, т. е. нет срывов генерации.

Если генерации нет, то надо перепробовать все те меры, которые рекомендовались выше, когда речь шла о налаживании гетеродина АМ преобразователя.

Удостоверившись в устойчивой генерации гетеродина, надо проверить частоты, на которых он генерирует, и, если надо, подстроить его контуры. Настройку гетеродина легче всего произвести при помощи резонансного или гетеродинного волномера (если волномера нет, то укладку диапазона производят с помощью сигнал-генератора, как об этом будет рассказано ниже). Связывая волномер с гетеродином, надо прежде всего обнаружить колебания гетеродина, а затем по возможности ослабить связь между ними, оставляя, однако, возможность следить по волномеру за частотой колебаний гетеродина. Вычислив для двух настроек вблизи начала и конца шкалы необходимые частоты гетеродина (обычно они на величину промежуточной частоты выше принимаемых, но есть и исключения — см. стр. 143), на эти частоты поочередно настраивают волномер и подстраивают гетеродин изменением индуктивности и емкости его контура. Если перестройка гетеродина осуществляется диамагнитным сердечником, то, слегка смещая введенный в катушку сердечник по

оси, производят подстройку гетеродина на высшей частоте. Подстройку на низшей частоте в этом случае производят подбором емкости гетеродинного контура.

Если настройка в УКВ блоке осуществляется при помощи конденсаторов переменной емкости, то, как обычно, подстройку на высшей частоте осуществляют изменением начальной емкости контура, а на низшей — подстройкой индуктивности.

При настройке гетеродина можно столкнуться с паразитной генерацией, «перескоками» частоты гетеродина или срывами генерации в части диапазона — все это легко распознать с помощью волномера. Эти явления обычно бывают вызваны разбалансировкой моста, нейтрализующего связь гетеродинного контура с контуром усилителя высокой частоты. Проверить и уточнить балансировку этого моста можно следующим образом. Включают на выход усилителя высокой частоты (к точкам *1—2*) высокочастотный ламповый вольтметр и добиваются минимального просачивания напряжения гетеродина подстройкой предусмотренной для этой цели емкости (C_8 на рис. 90, C_{12} на рис. 91, C_{14} на рис. 92 и C_{11} на рис. 94). Остаточное напряжение гетеродина, проникающее в усилитель высокой частоты, не должно превышать 0,2 *в*. Признаком хорошей нейтрализации будет также отсутствие влияния перестройки колебательного контура усилителя высокой частоты на частоту гетеродина.

Далее приступают к настройке фильтра промежуточной частоты (L_6C_{11} и L_7C_{12} на рис. 90, L_6C_{14} и L_7C_{16} на рис. 91, L_7C_{17} и L_8C_{19} на рис. 92, L_9C_{19} и $L_{10}C_{21}$ на рис. 94). Параллельно контуру L_7C_{12} (схема на рис. 90) подключают ламповый вольтметр переменного тока, а к аноду лампы $Л_2$ через конденсатор емкостью 1—2 *пф* от генератора стандартных сигналов, настроенного на номинальную промежуточную частоту, подводят сигнал с амплитудой 1 *в*. Питание блока должно быть выключено. Вращением сердечников катушек фильтра промежуточной частоты добиваются максимальных показаний вольтметра (0,6—0,8 *в*), т. е. настраивают контуры в резонанс с частотой генератора. Затем включают питание УКВ блока. Показания вольтметра при этом должны уменьшиться на 10—15%. Если показания уменьшатся более значительно, то следует подобрать связь между катушками фильтра промежуточной частоты. Если же показания вольтметра увеличатся, то это сигнализирует о самовозбуждении преобразователя на промежуточной частоте, и надо регулировать емкость конденсатора C_6 (на рис. 90) до тех пор, пока самовозбуждение не прекратится. Однако после этого требуется проверить балансировку моста, измерив напряжение в точках *1—2*, как об этом было сказано выше.

Заметим, что если настраивают блок, схема которого подобна показанной на рис. 94, то вначале настраивают фильтр промежуточной частоты $L_9C_{19}L_{10}C_{21}$, а затем фильтр $L_7C_{14}L_8C_{17}$.

Теперь можно «уложить» частоты колебаний гетеродина с помощью генератора стандартных сигналов, если это не было сделано ранее с помощью волномера. В качестве индикатора настройки служит вольтметр, включенный на выходе ЧМ детектора. Генератор стандартных сигналов подключают к входу УКВ блока. Настраивая генератор на крайние частоты диапазона, подстраивают контур гетеродина так, как об этом было рассказано выше. Настройку на крайние частоты диапазона производят несколько раз, пока не перестанет изменяться положение подстроечных элементов.

Далее приступают к настройке анодного контура усилителя высокой частоты ($L_3C_6C_7$ на рис. 90, *а*, $L_3C_4C_5C_6$ на рис. 91, $L_4C_9C_{10}$ на рис. 93) и сопряжению его настройки с настройкой контура гетеродина. Начинают с низкочастотного конца диапазона. Генератор стандартных сигналов настраивают на частоту 64,5 *Мгц*, затем на эту частоту настраивают приемник по максимальным показаниям индикатора выхода и подстраивают анодный контур усилителя высокой частоты изменением шага витков катушки этого контура. После этого генератор перестраивают на высокочастотный конец диапазона и подстраивают контур перемещением диамагнитного сердечника катушки. Так делают несколько раз.

Заметим, что описанное изменение положения диамагнитных сердечников, а также сжатие и растягивание витков катушек надо производить очень осторожно и в небольших пределах, так как эти контуры работают на высокой частоте и очень чувствительны к малейшим изменениям емкости и индуктивности. Кроме того, надо учитывать, что снятие экрана УКВ блока изменяет настройку контуров.

Рис. 95. Схема согласующего устройства.

В УКВ блоке с емкостной настройкой (рис. 91) настройку контуров усилителя высокой частоты $L_3C_4C_5C_6$ и гетеродина $L_4C_8C_9C_{10}$ производят с помощью сердечников и подстроечных конденсаторов C_6 и C_{10}.

Надо отметить, что полностью устранить взаимное влияние настроек гетеродинного и высокочастотного контуров невозможно, поэтому окончательную точную подстройку этих контуров приходится вести совместно.

Если при настройке контуров появится самовозбуждение усилителя высокой частоты, то надо произвести балансировку моста, нейтрализующего связь между входным контуром и контуром в анодной цепи усилителя посредством подбора емкости конденсатора C_4 (рис. 90), C_3 (рис. 91 и 94) или C_5 (рис. 92 и 93). При этом может потребоваться и регулировка моста, нейтрализующего связь между гетеродинным контуром и контуром усилителя высокой частоты. В случае самовозбуждения на промежуточной частоте следует подобрать емкость конденсаторов C_{13} (рис. 90), C_{15} (рис. 91), C_{15} и C_{16} (рис. 94). Однако надо иметь в виду, что всякая регулировка мостов нейтрализации влияет на настройку контуров УКВ блока. Поэтому после регулировки мостов надо произвести подстройку контуров, что в свою очередь может потребовать дополнительной регулировки мостов нейтрализации, т. е эти операции приходится повторять несколько раз.

Входной контур настраивают на среднюю частоту диапазона 70 *Мгц*. При этом генератор стандартных сигналов подключают к антенным гнездам УКВ блока, но его необходимо согласовать с блоком, т. е. его выходное сопротивление вместе с соединительным кабелем должно соответствовать входному сопротивлению блока. Если же это условие не выполняется (например, выходное волновое сопротивление генератора 75 *ом*, а входное волновое сопротивление блока 300 *ом*), то между генератором и блоком включают согласующее устройство из безындукционных резисторов (рис. 95). Настройку входных контуров можно вести при немодулированном сигнале генератора по показаниям вольтметра постоянного

тока, включенного на выходе детектора, или при частотной модуляции генератора по измерителю выхода. Если схема УКВ блока не предусматривает специальных элементов подстройки входного контура (например, в схемах, показанных на рис. 91 и 94, для этой цели служат сердечники катушек L_2), то подстройку осуществляют сдвиганием или раздвиганием витков катушки контура.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Поправка

Рисунок на стр. 26 по вине типографии перевернут на 180°.

Соболевский Анатолий Георгиевич

Почему появились искажения?

Редактор *В. М. Белостоцкий*
Технический редактор *Л. В. Иванова*
Корректор *З. Б. Шлайфер*
Обложка художника *А. М. Кувшинникова*

Сдано в набор 24/I 1969 г. Подписано к печати 26/VI 1969 г. Т-08944
Формат 84×108 1/32 Бумага типографская № 2 Усл. печ. л. 7,98
Уч.-изд. л. 10,69 Тираж 100.000 экз. Цена 43 коп. Зак. 105

Владимирская типография Главполиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР
Гор. Владимир, ул. Победы, д. 18-б